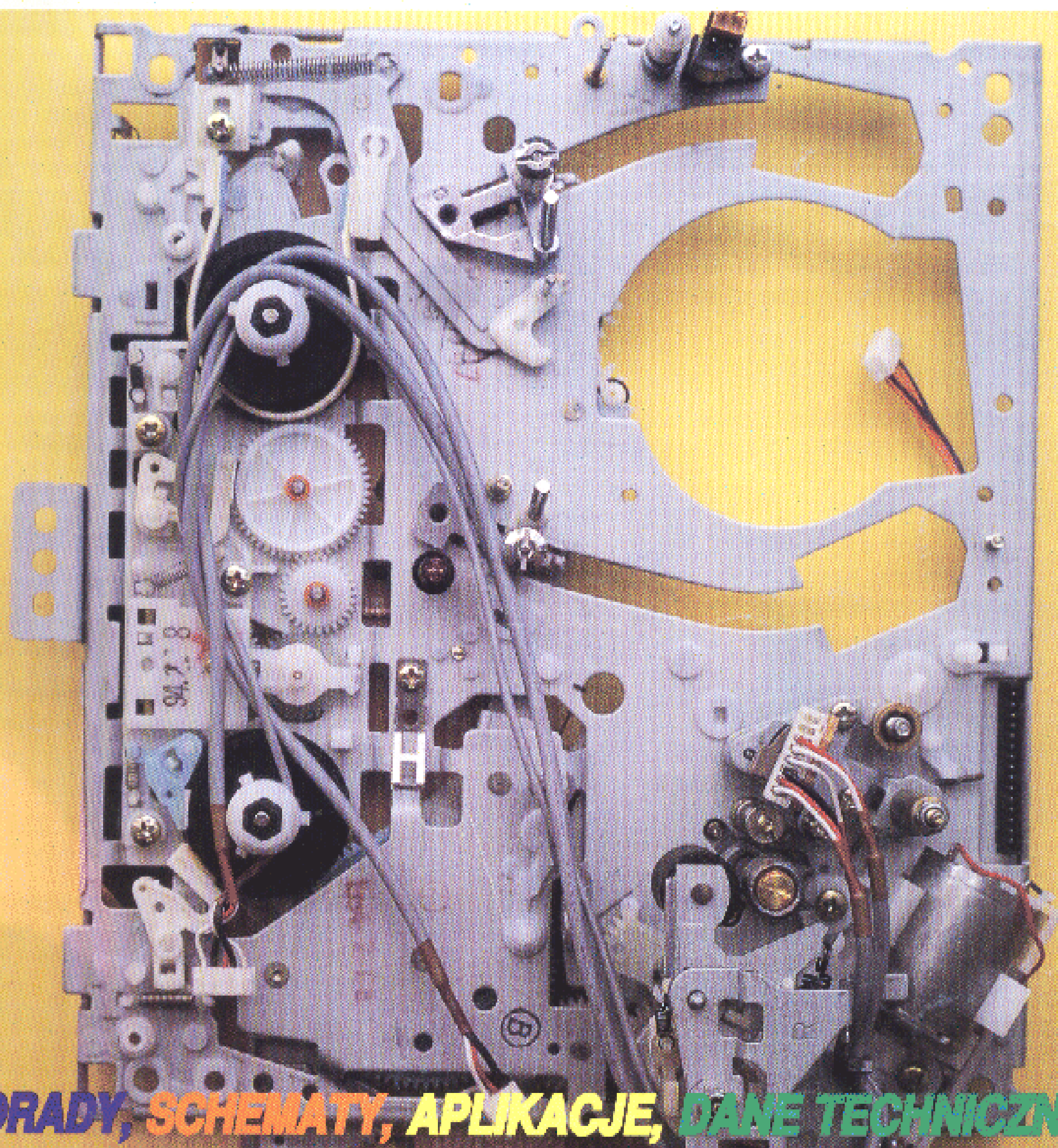
Scan by EdiM

SERWIS ELEKTRONIKI

RTV, CD, VCR SAT, DAT ...

ISSN-1425-4395 7/97(17) CENA 6 zł

- Procesor wizyjny TDA4680
- Strojenie odbiornika Schneider STV7055
- OTVC firmy Telefunken - problemy serwisowe
- Głowice optyczne w odtwarzaczach CD - uwagi praktyczne
- Układy syntezy częstotliwości do OTV - SAB3035, SAB3036, SAB3037



PORADY, SCHEMATY, APLIKACJE, DANE TECHNICZNE...

SERWIS ELEKTRONIKI

7/97 Lipiec '97 NR17

Od Redakcji

Zgodnie z przewidywaniami, z każdym wydanym numerem „Serwisu Elektroniki" rosną oczekiwania Czytelników. Dokładnie tak, jak apetyt rośnie w miarę jedzenia. Na początku, jak to wynikało z nadsyłanych listów, wielu nabywców „SE" cieszyło się, że w ogóle takie pismo powstało. Później z niecierpliwością wyczekiwane były kolejne egzemplarze ukazujące się jako dwumiesięcznik, a w końcu jako miesięcznik. Od samego początku, Redakcja starała się utrzymywać jak najwyższy poziom merytoryczny, być może spowodowało to, że liczba głosów krytycznych była stosunkowo niewielka. W miarę upływu czasu zaczęły się kształtować gusta i wymagania Czytelników. I bardzo słusznie, bo przecież macie Państwo prawo żądać tych informacji, które są Wam najbardziej potrzebne. Nic więc dziwnego, że w swoich listach i telefonach zgłaszacie nam swoje sugestie i oczekiwania. Niektórzy z Czytelników uważają, że powinniśmy skupić się jedynie nad praktyką. W jednym z otrzymanych listów, Czytelnik krytykuje nas za zbyt duże dawki teorii. Inny uważa, że cykl „Rozgryzamy ... zasilacze" to stracone miejsce, a podawane informacje dotyczą „staroci". Z drugiej strony są Czytelnicy, którzy są zadowoleni z możliwości poznania nowych zagadnień bądź ugruntowania posiadanej wiedzy. Zadaniem Redakcji jest znalezienie rozsądnego kompromisu, który zadowoli większość. W ramach równoważenia teorii i praktyki postaramy się spełnić prośbę Czytelników o podawanie opcji serwisowych sprzętu RTV, jak wejść i opuścić tryb serwisowy, jak wykonać poszczególne regulacje, i.t.d. Na dzień dzisiejszy dysponujemy pewną ilością materiałów oryginalnych, na podstawie których, od następnego numeru zaczniemy zamieszczać tego typu informacje. Informujemy Szanownych Czytelników, że jesteśmy w trakcie nawiązywania bezpośrednich kontaktów z producentami sprzętu elektronicznego co również przyczyni się do wzbogacenia prezentowanych informacji.

W następnych numerach, między innymi:

- Naprawa zasilaczy w OTVC COLORMAT i COLORUX
- Układy synchronizacji TDA2570, TDA2571, TDA2571A, TDA2575A, TDA3571B

Na okładce:

Mechanizm magnetowidu

Spis treści

Wydawca:
Wiesław Haligowski

Adres:
80-423 Gdańsk
ul. B. Chrobrego 25/5
tel./fax 44-32-57

Adres do korespondencji:
SERWIS ELEKTRONIKI
80-411 Gdańsk 11
tel./fax 44-32-57

Redagują:
Grzegorz Szóstakowski (red. naczelny), Ireneusz Lula, Lucjan Jednac, Marek Wybieralski, Bronisław Lewandowski, Bogusław Grubski, Elżbieta Dobrzyńska (sekretarz redakcji).

Wyciągi barwne:
Printing Partners Poland - Gdańsk

Druk:
Drukarnia NAZAREX
ul. Nowowiejskiego 33, 83-000 Pruszcz Gdański, tel. 83-11-22.

Czasopismo nie jest kolportowane w sieci „Ruchu". Adresy punktów sprzedaży SERWISU ELEKTRONIKI zamieszczone są na trzeciej stronie okładki.

Odbiornik TRILUX TAP2101 firmy PROELCO (cz.1)

Grażyna Wielich

W kolejnych artykułach przedstawię Państwu odbiornik TRILUX TAP2101 firmy Proelco.

Jest to odbiornik monofoniczny z kineskopem 21", wyposażony w zdalne sterowanie oraz funkcję OSD. Zapewnia odbiór programów telewizji kolorowej w standardach D/K i B/G nadawanych w zakresie częstotliwości od 48MHz do 860MHz. Dekoder koloru realizuje dekodowanie sygnałów koloru w systemach PAL, SECAM. Odbiornik wyposażony jest w dekoder telegazety. Gniazda przyłączeniowe: Eurozłącze, SVHS, CINCH pozwalają na przyłączenie do odbiornika zewnętrznych źródeł sygnału.

Oznaczenia stosowane dla tego odbiornika są następujące:

- TAP2101T - odbiornik z teletekstem, wyposażony w kineskop firmy PHILIPS,
- TAP2101T-Y - odbiornik z teletekstem wyposażony w kineskop firmy THOMSON-POLKOLOR.

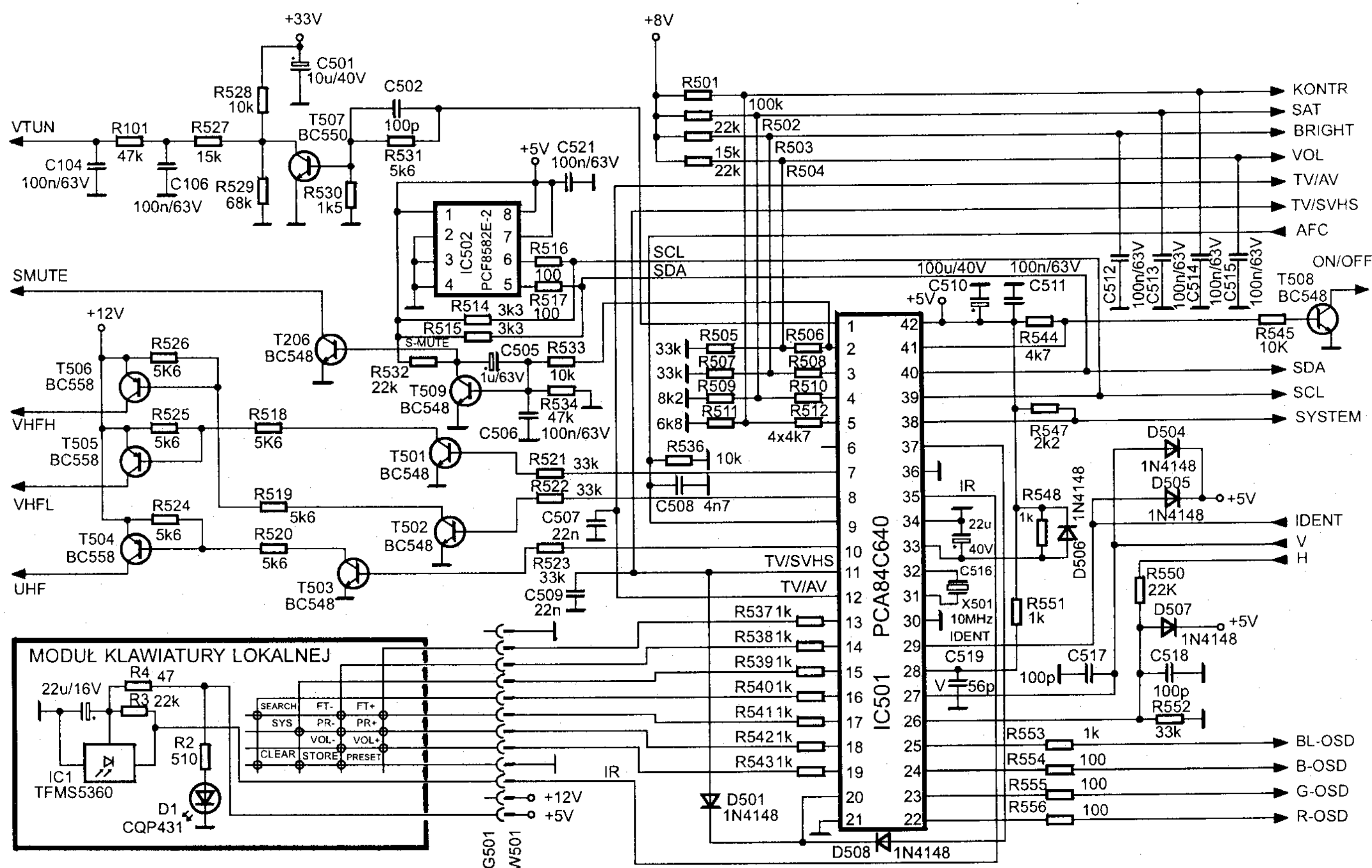
Chassis odbiornika oznaczone jest jako PB100. Zawiera ono płytę bazową, moduł klawiatury lokalnej, moduł telegazety oraz moduł wzmacniaczy wizyjnych.

OPIS DZIAŁANIA ODBIORNIKA

1.Układ sterowania

W układzie sterowania odbiornika zastosowano procesor PCA84C640P/030 firmy PHILIPS. Program zapisany w procesorze nosi nazwę CTV320S i realizuje następujące funkcje:

- wyświetlanie informacji na ekranie,
- sterowanie regulacjami analogowymi (jaskrawością nasyceniem, kontrastem oraz siłą głosu),
- dostrojenie do stacji telewizyjnych przy wykorzystaniu syntezy napięciowej z automatycznym wyszukiwaniem,
- współpraca z nadajnikiem zdalnego sterowania pracującym w systemie RC-5,
- sterowanie dekoderem teletekstu z procesorem SAA5246 i mikrokontrolerem PCF84C81,
- sterowanie pamięcią nieulotną PCF8582E poprzez szynę I^2C,
- śledzenie stanu klawiatury lokalnej odbiornika, dekodowanie tego stanu i realizacja rozkazu.



Rys.1. Schemat ideowy układu sterowania.

Schemat ideowy układu sterowania przedstawiono na rys. 1.

Wyprowadzenia 1-6 procesora są wyjściami przetworników cyfrowo analogowych.

Wyprowadzenie 1 jest wyjściem impulsów, z których wytwarzane jest napięcie przestrajające głowicę odbiornika. Impulsy z tego wyjścia podawane są do układu całkującego T507, R527, R529, R528, C106, R101, C104. Na wyjściu układu uzyskuje się napięcie z zakresu 0-33V dostrajające odbiornik do wybranego kanału. Układ całkujący zasilany jest napięciem +33V.

Impulsy z wyjścia 2 są całkowane w układzie R506, C515. Na wyjściu układu całkującego uzyskuje się napięcie regulacyjne siły głosu. Rezystory R505, R504 ustalają zakres regulacji.

Analogicznie przetwarzane są impulsy z wyjść 3, 4, 5. Na wyjściach układów całkujących uzyskuje się napięcia regulacyjne jaskrawości, nasycenia i kontrastu.

W momentach przełączania programów procesor IC501 wymusza napięcie 0V na wyjściu 2. Napięcie z wyjścia 2 jest dzielone i całkowane w układzie R533, R534, C506 i napięcie z wyjścia tego układu podawane jest do układu wyciszania stuków powstających w głośniku przy przełączaniu programów. Układ ten stanowią klucze tranzystorowe T509, T206. Na bazę tranzystora T509 podawane jest napięcie z kondensatora C506. Z kolektora T509 sterowana jest baza tranzystora T206. Przy napięciu siły głosu poniżej 0,7V tranzystor T509 nie przewodzi, a tranzystor T206 jest nasycony i blokuje sygnał fonii do wzmacniacza m.cz. fonii. Przy napięciu siły głosu powyżej 0,7V T509 jest nasycony , a T206 nie przewodzi i sygnał fonii nie jest blokowany.

Wyprowadzenia 7, 8 i 10 procesora IC501 są wyjściami napięć przełączających pasma głowicy odbiornika. Napięcie z wyjścia 7 jest w układzie R521, T501, R518, R525, T505 przetransformowane z poziomu 5V na poziom +12V i przełącza pasmo VHFL głowicy. Analogicznie są przetwarzane napięcia z wyjść 8 i 10 w układach z tranzystorami T502, T506 i T503, T504. Napięcia z kolektorów tranzystorów T506 i T504 przełączają odpowiednio pasma VHFH i UHF głowicy.

Wyprowadzenie 9 IC501 jest wejściem napięcia ARCz wytwarzanego w torze pośredniej częstotliwości odbiornika. Napięcie to w trakcie przestrajania odbiornika może się zmieniać się w granicach od 0V do 5V. Przy poprawnym dostrojeniu do stacji telewizyjnej napięcie to jest równe 2,5V. Procesor śledzi napięcie ARCz i w przypadku zmian tego napięcia zmienia napięcie przestrajające głowicę tak, aby napięcie ARCz osiągnęło poziom 2,5V.

Wyprowadzenia 11 i 12 to wyjścia napięć przełączających oznaczonych jako TV/SVHS i TV/AV. Napięcia te są wykorzystane do przełączania sygnałów z gniazd Eurozłącze i SVHS. Oprogramowanie CTV320S pozwala na przełączanie sygnałów z jednego gniazda wejściowego. Do przełączania wykorzystane jest napięcie z wyjścia 12 IC501. Stany na wyjściu 12 IC501 przedstawia tablica 1. Jako drugi sygnał przełączający wykorzystano napięcie z 11 wyprowadzenia IC501. Jest to napięcie przewidziane w programie CTV320S jako napięcie przełączające stałą czasową toru synchronizacji-VTR. Ponieważ w odbiorniku ta stała czasowa jest ustalana automatycznie, napięcie VTR wykorzystano do przełączania odbiornika w stan pracy SVHS. Stany na wyjściu 11 przedstawiono w tablicy 1. Dioda D501 włączona pomiędzy wyprowadzenie 11 a wyprowadzenie 20 IC501 ustala następującą opcję pracy CTV320S:

- wyjście 11 jest aktywne tylko po przełączeniu na program „0",
- nie jest wyświetlany napis „VTR" po przełączeniu na program „0".

Przełączenie na AV przełącza odbiornik na pracę z sygnałami video i audio z Eurozłącza.

Tablica 1

wyprowadzenie 11 - stan niski L	po przełączeniu na program „0"
wyprowadzenie 11 - stan wysoki H	pozostałe stany odbiornika
wyprowadzenie 12 - stan niski L	po przełączeniu na AV
wyprowadzenie 12 - stan wysoki H	pozostałe stany odbiornika

Przełączenie na program „0" przełącza odbiornik na pracę z sygnałami luminancji i chrominancji z gniazda SVHS.

Układ realizujący przełączanie zostanie omówiony w części dot. toru sygnałowego odbiornika.

Wyprowadzenia 13-19 procesora służą do dołączenia klawiatury lokalnej odbiornika.

Wyprowadzenie 20 służy do określenia sposobu pracy procesora IC501. W momencie włączenia napięcia zasilającego IC501 wyprowadzenie 20 jest zwierane przez procesor do masy i następuje kontrola połączeń pomiędzy innymi wyprowadzeniami IC501 a wejściem 20. Wyprowadzenia połączone przez diody z wejściem 20 ustalają sposób działania procesora. Po sprawdzeniu połączeń na wyprowadzeniu 20 wymuszane jest napięcie zasilania +5V.

Wyprowadzenia 22, 23, 24, 25 są wyjściami sygnałów R-OSD, G-OSD, B-OSD i BL-OSD. Sygnały te niosą informację wyświetlaną na ekranie o wykonywanych przez procesor funkcjach.

Na wejścia 26, 27 podawane są odpowiednio impulsy H i V z układów odchylania odbiornika. Impulsy te służą w procesorze do synchronizacji układu wytwarzającego sygnały OSD. Impulsy H podawane są poprzez dzielnik R550, R552. Diody D507, D504 zabezpieczają wejścia 26 i 27 IC501 przed pojawieniem się na nich napięcia większego niż +5V.

Wyprowadzenie 28 jest wejściem, do którego przyłączone są elementy R551, C519 stałej czasowej generatora układu OSD.

Na wejście 29 podawany jest sygnał IDENT z toru sygnałowego odbiornika. Dioda D505 zabezpiecza wejście przed pojawieniem się napięcia większego od +5V. Stan wysoki na wejściu 29 oznacza, że tor synchronizacji odbiornika jest zsynchronizowany z sygnałem wizyjnym. Stan 0V na wejściu 29 oznacza brak sygnału wizyjnego na wejściu antenowym odbiornika lub brak sygnału video przy pracy odbiornika jako monitor. Po pięciu minutach pracy procesora z napięciem 0V na wejściu 29 następuje wyłączenie odbiornika. Stan 0V powoduje wyciszenie fonii.

Wyprowadzenie 30 procesora to masa układu.

Wyprowadzenia 31 i 32 służą do dołączenia zewnętrznego rezonatora kwarcowego pracującego w układzie generatora procesora.

Na wejście 33 podawany jest impuls RESET po każdym włączeniu napięcia zasilającego procesor. Zerowanie procesora następuje po wymuszeniu napięcia 0V. Sygnał RESET wytwarzany jest w układzie C516, R548, D506.

Wejście 34 nie jest wykorzystywane i jest połączone jest do masy.

Do wyprowadzenia 35 układu doprowadzony jest sygnał IR z odbiornika sygnałów zdalnego sterowania. Jako odbiornik IC1 stosowany jest układ scalony TFMS5360 firmy TEMIC pracujący na częstotliwości 36kHz.

Wyjście 36 IC501 podłączone do masy ustala monofoniczny tryb pracy toru fonii odbiornika.

Wyjście 37 przyłączone przez diodę D508 do wyprowadzenia 20 IC501 ustala pięć aktywnych przetworników cyfrowo analogowych (wyjścia 1-5 IC501).

Wyjście 38 jest wyjściem sygnału SYSTEM. Sygnał ten przełącza filtry ceramiczne w torze fonii odbiornika.

Wyprowadzenia 39 i 40 są wyjściami sygnałów SCL, SDA szyny I²C i sterują pamięcią nieulotną oraz dekoderem telegazety.

Wyprowadzenie 41 jest wyjściem napięcia włączającego lub wyłączającego odbiornik do stanu STANDBY. Stan wysoki na wyjściu 41 oznacza stan czuwania. Włączenie odbiornika powoduje pojawienie się stanu niskiego na wyjściu 41. Stan niski na tym wyjściu powoduje, że tranzystor T508 nie przewodzi i odbiornik zostaje włączony.

Na wyprowadzenie 42 IC501 podawane jest napięcie zasilające +5V.

Układ scalony IC502 jest pamięcią nieulotną typu PCF8582E firmy PHILIPS o pojemności 2kbity. W miejsce to można stosować układ 24C02 np firmy SGS-THOMSON. W tym przypadku należy wyprowadzenie 7 układu odłączyć od napięcia zasilania i przyłączyć do masy.

2. Moduł dekodera teletekstu

W odbiornikach TRILUX TAP2101 stosowane są dwa różne moduły teletekstu.

Pierwszy z nich oznaczony jako TX-100 zbudowany jest na układach scalonych firmy PHILIPS, drugi oznaczony jako TX-110 na układach scalonych firmy TEXAS INSTRUMENTS.

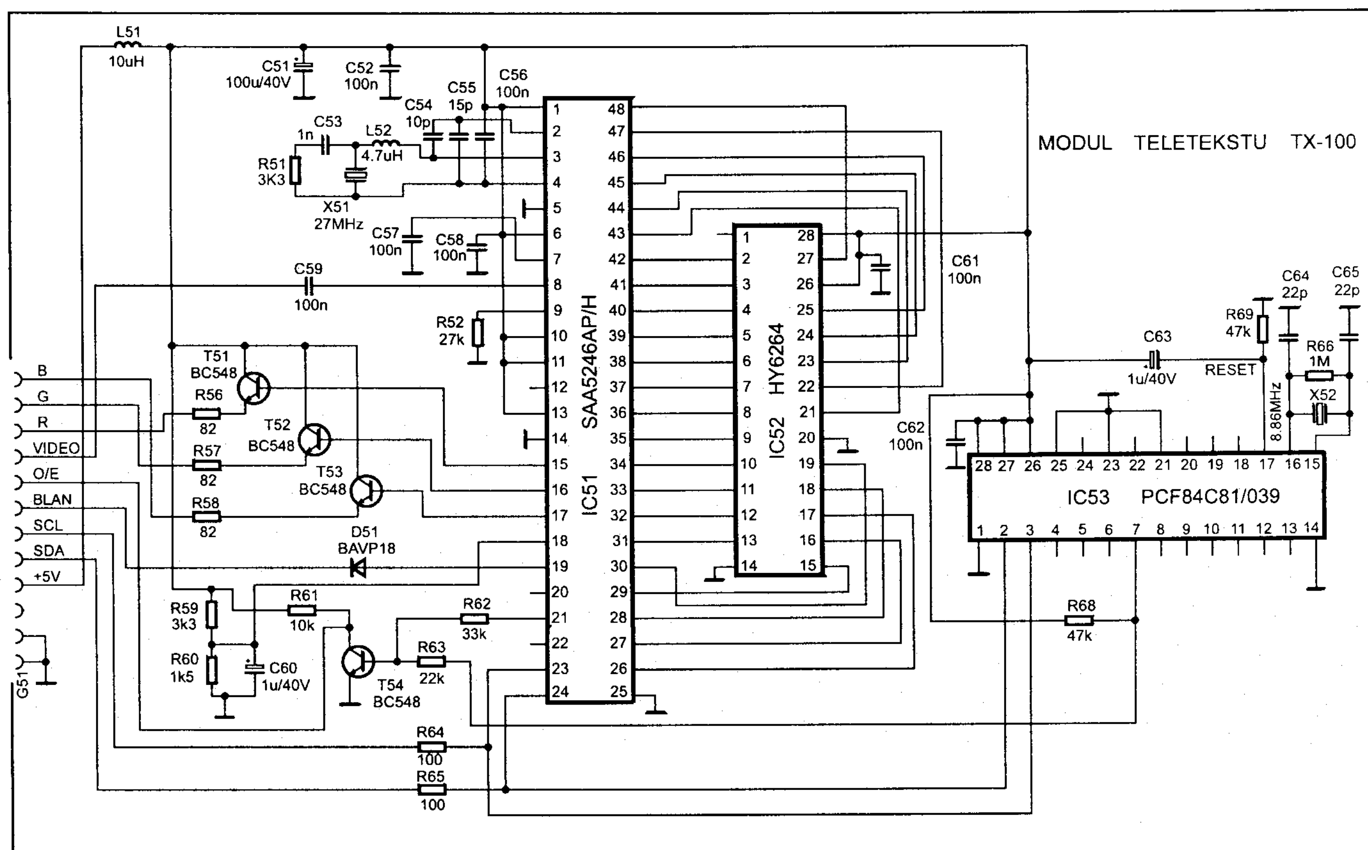
Moduł teletekstu TX-100

Schemat ideowy modułu przedstawiono na rys. 2.
W module tym zastosowano następujące układy scalone:

- IC51 SAA5246AP/H PHILIPS,
- IC52 HY6264 HYUNDAI,
- IC53 PCF84C81 PHILIPS.

Układ IC51 zawiera obwody: wycinania danych teletekstowych, wytwarzania sygnału zegara i synchronizacji, dekodera teletekstu, wytwarzania sygnałów RGB i BLAN, generatora znaków oraz interfejs pamięci. Zapamiętywanie wybranych stron teletekstu następuje w statycznej pamięci RAM IC52. Pamięć ta pozwala na zapamiętanie ośmiu stron teletekstu. Układ IC53 jest mikrokontrolerem sterującym układem dekodera teletekstu IC51.

Sygnał wizyjny podawany jest do wejścia 8 IC51 przez kondensator C59. Separator synchronizacji w IC51 wydziela sygnał synchronizacji dla układu wytwarzania sygnałów RGB i BLAN. Z sygnału wizyjnego wydzielane są dane teletekstowe. Dekoder teletekstu dekoduje dane i zapisuje je w pamięci IC52.



Rys. 2. Schemat ideowy modułu teletekstu TX-100.

Układ wyświetlania generuje sygnały RGB i BLAN pojawiające się na wyprowadzeniach 15, 16, 17 i 19. Amplituda sygnałów wyjściowych jest regulowana poprzez napięcie ustawione na wejściu 18 IC51. Napięcie to ustalane jest w układzie dzielnika R59, R60 z napięcia +5V. Tranzystory T51, T52, T53 pracują w układzie wtórników emiterowych separujących wyjścia sygnałów RGB od układów odbiornika. Sygnał wygaszania BLAN podawany jest do odbiornika przez diodę D51.

Do wyprowadzeń 2, 3 przyłączony jest rezonator kwarcowy X51 (27 MHz) pracujący w układzie generatora.

Wyprowadzenia 26-48 stanowią wyjścia/wejścia układu interfejsu pamięci.

Wyjście 21 IC51 jest wyjściem sygnału korekcji międzyliniowości odchylania. Tranzystor T54 odwraca polaryzację sygnału korekcji. Sygnał z kolektora T54 podawany jest do układu odchylania pionowego odbiornika.

Układ IC51 sterowany jest szyną I²C z procesora sterującego odbiornikiem oraz z mikrokontrolera IC53 typu PCF84C81/039. Oprogramowanie CTV320S procesora odbiornika zawiera sterowanie podstawowych funkcji dekodera teletekstu takich jak: bezpośredni dostęp do stron, przewijanie stron, powiększanie połowy strony, zatrzymanie strony, miksowanie strony telegazety i obrazu. Zastosowanie dodatkowego mikrokontrolera z oprogramowaniem CTV972S pozwala na odbiór teletekstu nadawanej w systemach FLOF i LIST, odbiór wszystkich polskich liter, szybkie przeszukiwanie stron, automatyczne wyświetlanie statusu. Wyprowadzenie 7 IC53 jest wyjściem sygnału kluczującego sygnał korekcji podawany do bazy tranzystora T54. W czasie, gdy tryb teletekstu jest włączony, wyjście 7 IC53 przyjmuje stan niski i załącza do masy dzielnik R62, R63 sygnału korekcji. W czasie, gdy tryb teletekstu jest wyłączony, stan wysoki z 7 wyprowadzenia IC53 blokuje tranzystor T44.

Wyprowadzenie 17 IC53 to wejście sygnału RESET. Układ wytwarzający sygnał RESET stanowią C63 i R69.

Wyprowadzenia 15 i 16 służą do przyłączenia zewnętrznego rezonatora X52 (8,86 MHz) pracującego w układzie generatora mikrokontrolera.

Wszystkie układy scalone modułu TX-100 zasilane są napięciem +5V.

Moduł teletekstu TX-110

Schemat ideowy modułu przedstawiono na rys.3.
W module zastosowano następujące układy scalone:

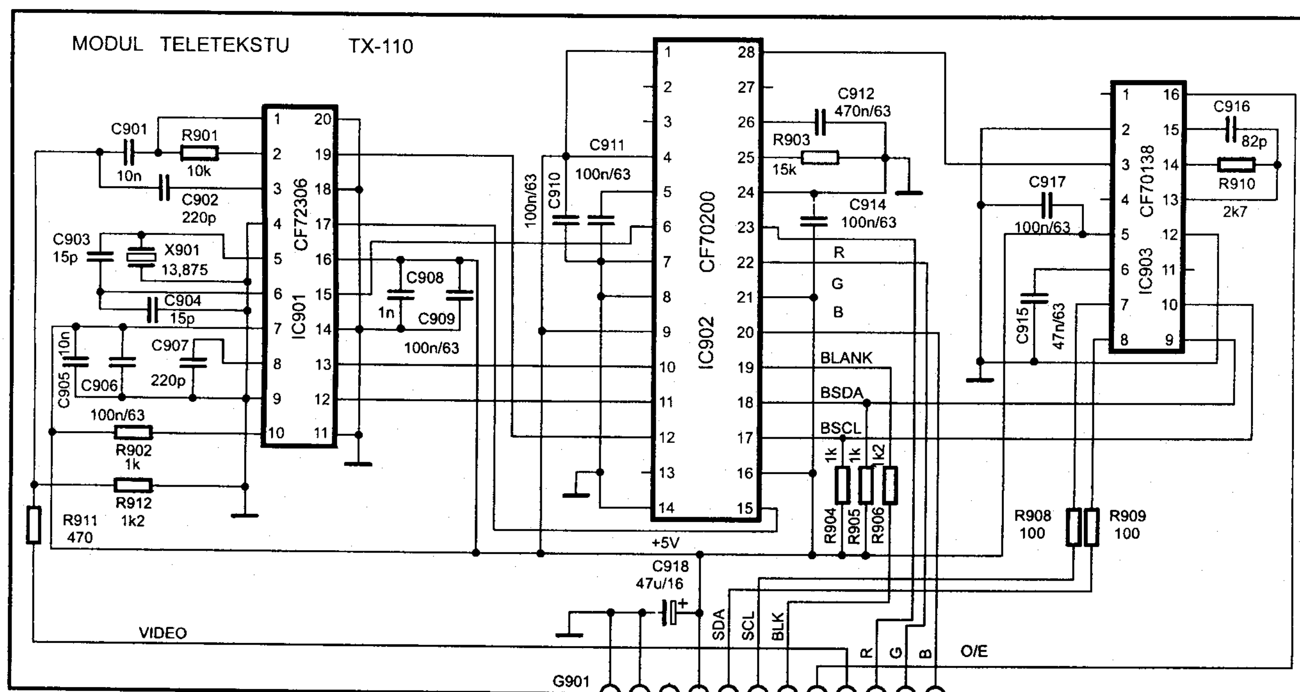
- IC901 CF72306 TEXAS INSTRUMENTS,
- IC902 CF70200 TEXAS INSTRUMENTS,
- IC903 CF70138 TEXAS INSTRUMENTS.

Układy IC901, IC902 wchodzą w skład dwuukładowego rozwiązania dekodera teletekstu. Rozwiązanie to pozwala na zapamiętanie 8 stron telegazety bez potrzeby stosowania dodatkowej pamięci SRAM czy DRAM. Ponadto umożliwia pracę w systemach FAST, LIST i TOP oraz pozwala na odebranie wszystkich znaków polskiego alfabetu.

Układ IC901 CF72306 jest układem analogowym i pełni rolę układu „data slicer". Jego zadaniem jest wycięcie z całkowitego sygnału wizyjnego danych teletekstowych. Zawiera on separator synchronizacji, generator oraz układ wycinania danych teletekstowych.

Sygnał wizyjny podawany jest przez kondensator C901 na wyprowadzenie 1 i przez rezystor R901 do wyprowadzenia 2. Wyprowadzenia te są wejściami separatora synchronizacji. Wydzielony w separatorze sygnał synchronizacji pojawia się na wyprowadzeniu 19 IC901.

Generator układu IC901 pracuje z zewnętrznym rezona-



Rys.3. Schemat ideowy modułu teletekstu TX-110.

torem kwarcowym X901 13,875 MHz i kondensatorami C903, C904. Sygnał z generatora służy do kluczowania separatora synchronizacji oraz układu wycinania danych teletekstowych. Sygnał generatora 13,875 MHz pojawia się na wyjściu 15 IC901.

Sygnał wizyjny podawany przez kondensator C902 na wejście 3 jest sygnałem wejściowym układu wycinania danych teletekstowych. Wydzielony sygnał danych pojawia się na wyprowadzeniu 13, sygnał zegarowy pojawia się na wyjściu 12. Kondensator C907 przyłączony do wyprowadzenia 8 jest kondensatorem układu wycinania danych. Rezystor R902 ustala napięcie odniesienia dla układu separatora i wycinania danych.

Układ IC901 zasilany jest napięciem +5V. Wyprowadzenie 7 to wejście zasilania części analogowej układu. Wyprowadzenie 9 to masa analogowa. Wyprowadzenie 16 to wejście zasilania części cyfrowej, a wyprowadzenie 14 to masa cyfrowa.

Układ IC902 CF70200 jest dekoderem sygnałów teletekstowych. Zawiera generator znaków pozwalający na odbiór teletekstu z wszystkimi polskimi znakami, układ pozwala na odbiór telegazety w systemach FLOF, LIST i TOP. Sygnałami wejściowymi są sygnały z układu IC901 podawane do wejść:

12 - sygnał synchronizacji,
6 - sygnał z generatora 13,875 MHz,
10 - sygnał danych teletekstowych,
11 - sygnał zegarowy.

Układ IC901 dekoduje sygnały teletekstowe, zapisuje w wewnętrznej pamięci 8 stron teletekstu, wytwarza sygnały R,G,B i BLANK. Sygnały te z wyjść 23, 22, 20 i 19 podawane są do toru sygnałowego odbiornika. Układ pozwala na regulację napięć wyjściowych sygnałów RGB i BLANK. Napięcia te zależą od rezystancji obciążenia wyjść i prądu generowanego w IC902. Prąd wyjściowy ustalany jest przez wewnętrzne napięcie odniesienia i wartość rezystora R903.

Układ IC902 zasilany jest napięciem +5V. Wyprowadzenie 4 to wejście zasilania części cyfrowej, wyprowadzenie 7 to masa cyfrowa. Wyprowadzenie 21 to wejście zasilania części analogowej, wyprowadzenie 24 to masa analogowa. Wyprowadzenie 28 IC902 to wyjście sygnału 25Hz do korekcji międzyliniowości odchylania pionowego w czasie odbioru teletekstu.

Układ IC902 sterowany jest sygnałami szyny I^2C podawanymi na wyprowadzenia 18 i 17. Sygnały te nie pochodzą bezpośrednio z procesora sterującego odbiornika lecz są wytwarzane w układzie IC903 CF70138. IC903 pełni rolę translatora sygnałów szyny I^2C podawanych na wejścia 7 i 8 z procesora odbiornika na sygnały szyny I^2C sterujące układem dekodera CF70200. Dodatkową funkcją układu IC903 jest kluczowanie sygnału korekcji międzyliniowości. Sygnał ten podawany jest na wyprowadzenie 3 z wyprowadzenia 28 IC902. Wyprowadzenie 16 to wyjście sygnału korekcji. Sygnał korekcji O/E jest obecny na tym wyjściu tylko w czasie odbioru teletekstu.

Układ IC903 zasilany jest napięciem +5V podawanym do wejścia 5. Wyprowadzenie 12 to masa układu. Wyprowadzenia 13, 14, 15 są połączone do wewnętrznego generatora. Elementy C916, R910 ustalają częstotliwość pracy generatora.



NICAM - cyfrowa fonia w analogowej telewizji (cz.2)

Stefan Rompa

5. Tworzenie pakietów 728 - bitowych

Skomprymowane wg metody NIC próbki (11-sto bitowe słowa kodowe) poddane są łączeniu w pakiety, zwane ramkami, według następującego schematu:

1. Na początek łączy się ze sobą parami (naprzemiennie) w bloki, grupy kodowe transmitowanych sygnałów, tzn. dla sygnału stereofonicznego - kolejno L i P, dla transmisji dwudźwiękowej sygnały monofoniczne - M I i M II. W wyniku otrzymuje się bloki składające się z 64 słów 11-sto bitowych, co daje strumień 704 bitów. Rozmieszczenie słów w bloku przedstawiono na rysunku 3.
2. Do każdego bloku 704 bitowego dodane zostają dodatkowo następujące słowa:
- słowo synchronizacji ramki (FAW - *frame alignment word*); słowo to składa się z 8 bitów: 01001110, umieszczone jest na początku każdej ramki i sygnalizuje jej początek
- słowo identyfikacji; składa się z 5 bitów, niesie informacje o rodzaju transmisji a także bity kontrolne.

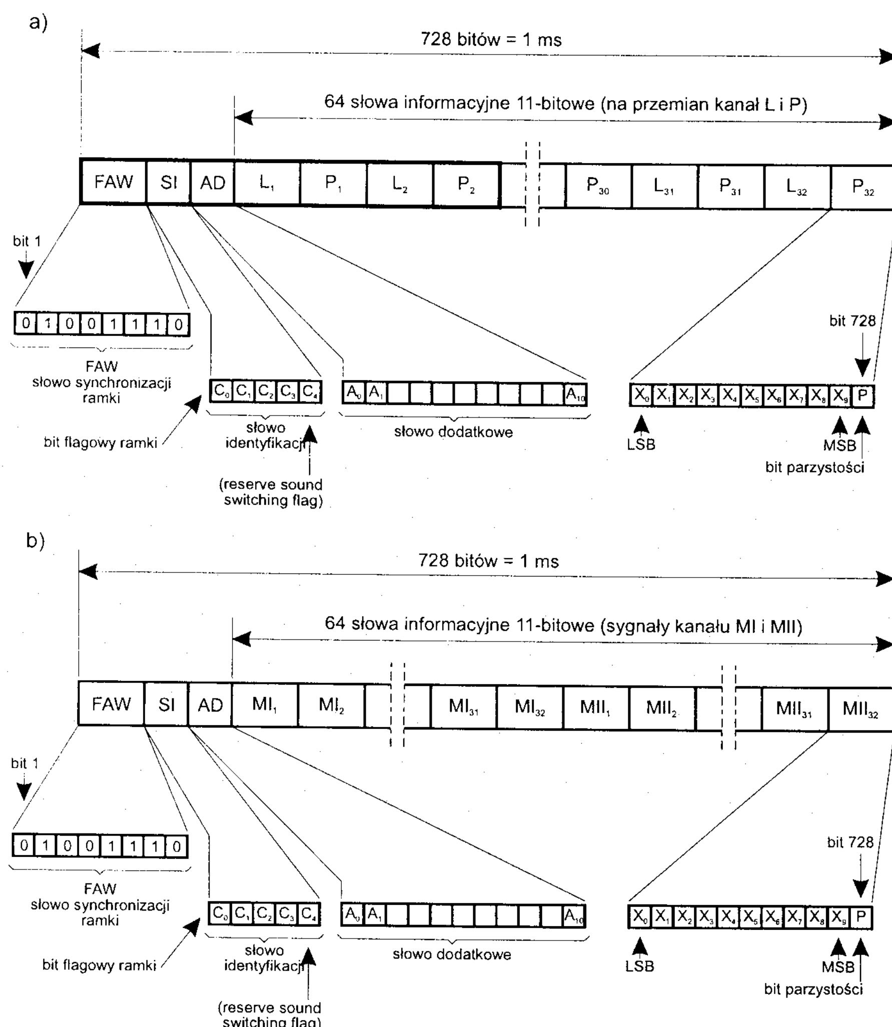
Pierwszy bit tego słowa C_0 - znacznik ramki (*frame flag bit*), przyjmuje wartość „1" dla ośmiu kolejno następujących po sobie ramek, i wartość „0" dla ośmiu następnych. W ten sposób zdefiniowane są 16-sto ramkowe sekwencje. Wewnątrz sekwencji, ramki numerowane są według następującego porządku: pierwsza ramka sekwencji (ramka nr 1) definiowana jest jako pierwsza z ośmiu ramek, dla których bit C_0= 1; skutkiem tego ostatnia ramka sekwencji (ramka nr 16) jest ostatnią z ośmiu, dla których bit C_0= 0. Taka sekwencja używana jest do synchronizacji ramek a bit C_0 stanowi dodatkowy bit kontrolny słowa identyfikacji.

Następne trzy bity słowa identyfikacji, bity C_1, C_2 i C_3 (*application control bits*) służą do przekazania informacji o rodzaju transmisji dźwięku. Bity te mogą przyjmować cztery wartości, z których każda określa inny tryb pracy. Wszystkie możliwości wraz z opisem rodzaju transmitowanych danych przedstawiono w tabeli 2.

Ostatni, najstarszy bit omawianego słowa - C_4 (*reserve sound switching flag*) przewidziano na wypadek zakłóceń uniemożliwiających odbiór przekazu fonii cyfrowej. Nastę-

Tabela 2

Bity identyfikacyjne			Rodzaj transmisji danych
C1	C2	C3	
0	0	0	transmisja stereofoniczna, kanał L i kanał P
0	1	0	transmisja dwóch niezależnych sygnałów monofonicznych (np. transmisja dwudźwiękowa)
1	0	0	transmisja jednego sygnału monofonicznego i jednego strumienia danych cyfrowych (352 kbit/s)
1	1	0	transmisja sygnału cyfrowego danych (704 kbit/s)



Rys. 3. Rozmieszczenie słów w ramce przed przeplataniem, dla: a/ transmisji stereofonicznej, b/ transmisji dwudźwiękowej.

puje wówczas przełączenie wyjścia konwencjonalnej fonii FM i fonia cyfrowa zastępowana jest fonią analogową. Bit C_4 ustawiany jest na „1" wtedy, gdy nośna fonii analogowej transmituje taki sam sygnał jak przesyłany cyfrowo (tzn., fonia konwencjonalna FM transmituje monofonicznie sygnał stereofoniczny dla transmisji stereofonicznej lub dla transmisji dwudźwiękowej jeden z sygnałów monofonicznych M I lub M II). Dla innych przypadków transmisji bit C_4 ustawiany jest na „0" i nie ma możliwości przełączenia wyjścia na fonię analogową.

- słowo dodatkowe; 11-sto bitowe, w dotychczasowych realizacjach praktycznie nie używane, w zamyśle przeznaczone do przesyłania informacji dodatkowych np. dodatkowej informacji słownej lub dźwiękowej, sygnalizacji dla obsługi technicznej lub sygnałów sterujących układami lub urządzeniami.

3. Łączna wielkość pakietu wynosi 728 bitów. Rozmieszczenie poszczególnych słów w ramce przed przeplataniem bitów (o operacji przeplatania w dalszej części), pokazano na rys.3. Czas transmisji jednej ramki wynosi 1 ms.

Jak pokazano na rysunku 2, każdemu zakresowi kodowania odpowiada 3 bitowe słowo zwane współczynnikiem skali. Słowo to przekazywane jest do odbiornika metodą sygnalizacji w bicie zgodności. Metoda ta polega na sumowaniu „*modulo 2*": bitów współczynników skali obu grup kodowych bloku sygnałowego oraz bitów parzystości 54 słów kodowych bloku. Bity parzystości ostatnich 10 słów nie podlegają operacji sumowania.

Suma modulo 2, przyjmuje wartość „0" tylko wtedy gdy oba składniki sumy mają tę samą wartość, natomiast gdy wartości składników są różne, przyjmuje wartość „1".

Dla dokonania ekspansji słów kodowych po stronie odbiorczej niezbędne jest odtworzenie współczynników skali, co jest możliwe dopiero po odebraniu całego bloku sygnałowego. Stąd wzięła się nazwa omawianego systemu - ekspansja słów kodowych odbywa się z pewnym opóźnieniem - *prawie jednocześnie*.

6. Operacja przeplatania bitów

Opisane wcześniej zabezpieczenia przed błędami i zakłóceniami transmisji nie są wystarczające w przypadku błędów powtarzających się wielokrotnie w ramach jednego słowa. Zasada przypisywania błędnie odebranym słowom, wartości ostatnio prawidłowo odebranego słowa, prowadziłaby do zniekształceń odbioru. Zjawisko to przedstawia rysunek 4.

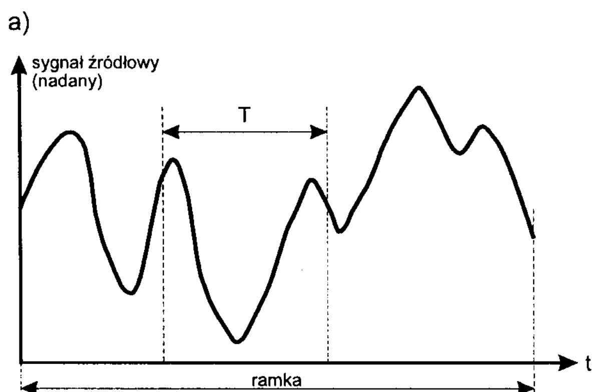
W celu uniknięcia błędów wielokrotnych stosuje się tzw. przeplatanie bitów. Bity danych (w blokach 704 bitowych) uformowane jak na rysunku 3, przestawia się w taki sposób, aby kolejne dwa bity pierwotnego sygnału były odległe od siebie o 16 bitów, co uodparnia sygnał na opisywane zakłócenia. Sygnał odebrany w przypadku zakłóceń wielokrotnych przy zastosowaniu przeplatania bitów pokazuje rys. 4c. Zasadę przeplatania bitów ramki przedstawia rys. 5.

7. Rozmycie widma sygnału cyfrowego

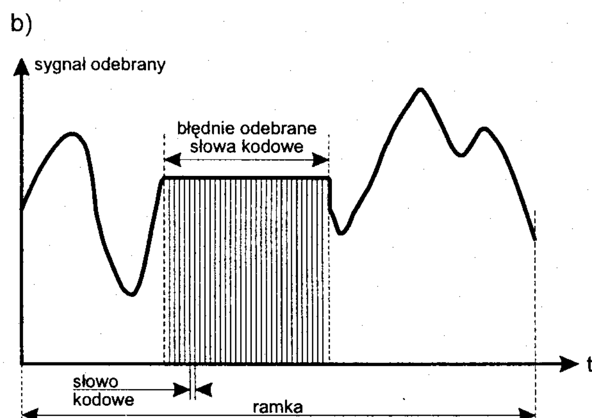
Ponieważ nośna dźwięku cyfrowego transmitowana jest wewnątrz kanału telewizyjnego w taki sposób, że częściowo zachodzi ona na widmo sąsiedniego kanału telewizyjnego, zachodzi poważne niebezpieczeństwo wystąpienia wzajemnych zakłóceń i interferencji. Dokuczliwość i ewentualna widoczność zakłóceń będzie tym mniejsza im widmo sygnału cyfrowego będzie bardziej rozmyte (nieregularne). W tym celu sygnał cyfrowy celowo poddaje się szyfrowaniu (scramblowaniu), aby poprzez rozmycie widma, zbliżyć go jak najbardziej do widma szumu białego.

Szyfrowanie wykonywane jest synchronicznie z krotnością ramki. Szyfrowaniu podlega zawartość każdej ramki, z wyłączeniem słowa synchronizacji (FAW), które używane jest do synchronizacji generatora przebiegów pseudolosowych w odbiorniku. Sposób szyfrowania jest następujący:

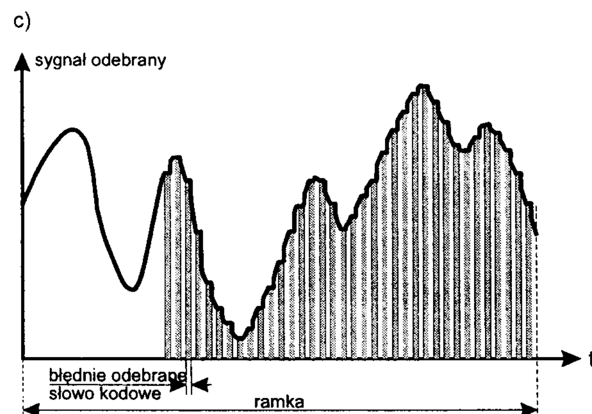
a)



b)



c)



Rys.4. Zakłócenia odbioru wskutek błędów wielokrotnych.

- bit bezpośrednio następujący po słowie synchronizacji (FAW) jest pierwszym zaszyfrowanym bitem i jest on sumowany „modulo 2" z pierwszym bitem przebiegu pseudolosowego
- bit bezpośrednio poprzedzający słowo synchronizacji (FAW) jest ostatnim zaszyfrowanym bitem
- szyfrowanie (scramblowanie) ma miejsce po operacji przeplatania (w odbiorniku odwrotnie - descramblowanie ma priorytet przed operacją odwracającą przeplatanie)
- przebiegi pseudolosowe generowane są według wielomianu o postaci: $x^9 + x^4 + 1$ na początku każdej ramki. Słowo początkowe ma postać 111111111.

Poddany operacji przeplatania i zaszyfrowania sygnał cyfrowy poddany jest jeszcze zawężeniu za pomocą filtru dolnoprzepustowego o charakterystyce cosinusoidalnej dla standardu I, a zbliżonej do cosinusoidalnej dla standardu B/G. Charakterystyki filtrów zespolonego sygnału cyfrowego pokazano na rysunku 6.

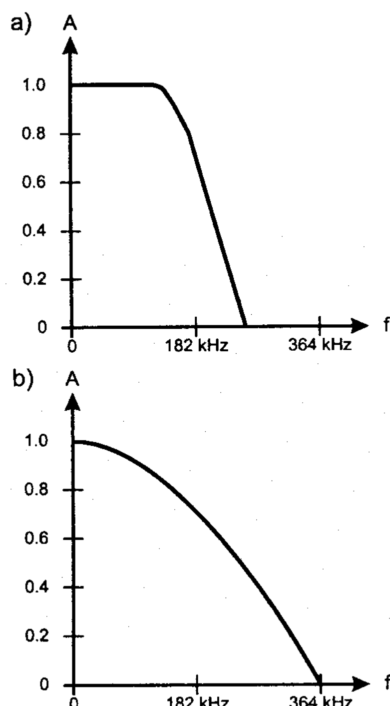
8. Modulacja DQPSK

Nośna fonii cyfrowej w systemie NICAM 728 modulowana jest przy użyciu metody różnicowego czterostanowego kluczowania fazy - DQPSK (ang. *Differential Quadrature Phase Shift Keying*). Jest to odmiana modulacji fazy, w której harmoniczny sygnał nośny modulowany jest przebiegiem prostokątnym. Przy modulacji PM występuje wówczas kluczowanie fazy. Skokowym zmianom fazy odpowiadają nieskończenie duże skoki częstotliwości. Dla czterostanowego kluczowania (dającego zwiększenie szybkości transmisji) dewiacja fazy wynosi P/4 radianów. Innymi słowy zastosowany rodzaj modulacji można określić jako: czterostanową modulację fazy, w której każda zmiana fazy nośnej, przenosi dwa bity danych.

Dla zmniejszenia strumienia bitów, sygnał cyfrowy poddany jest kodowaniu różnicowemu, w wyniku którego rozdzielony zostaje na dwa strumienie o dwukrotnie mniejszej przepływności, które z kolei doprowadzone są do modulatora nośnej

FAW słowo synchronizacji ramki	słowo identyfikacji	słowo dodatkowe	słowa informacyjne
1,2,3,4,5,6,7,8	9,10,11,12,13	14,15,16,17,18,19,20,21,22,23,24	25,69,113,............685
			26,70,114............686
			27,71,115............687
			....
			....
			....
			68,112,156,..........728

Rys.5. Zasada przeplatania bitów w ramce.



Rys. 6. Charakterystyki filtrów sygnału cyfrowego NICAM 728 :
a/ dla standardu B/G, b/ dla standardu I.

fonii cyfrowej. Dokonuje się tego w dwóch krokach:

- wejściowy strumień bitów formowany zostaje w pary bitów przez konwerter szeregowo - równoległy
- kodowanie zmian fazy; wartości pary bitów (A_n , B_n) odpowiadające czterem możliwym wartościom fazy nośnej przedstawiono w tabeli 3.

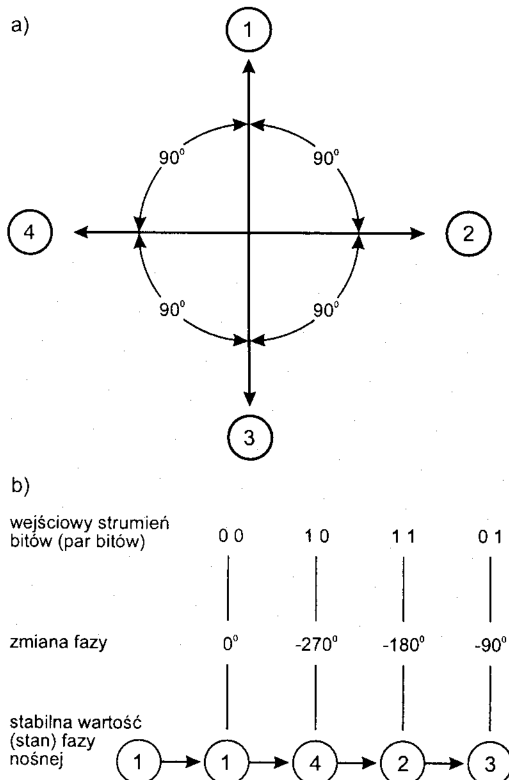
W ten sposób faza nośnej może przyjmować tylko jedną z czterech możliwych stabilnych wartości, odległych o 90° (rysunek 7a). Wartość ta determinowana jest przez parę bitów na wejściu modulatora (rysunek 7b).

Tabela 3

Pary bitów na wejściu modulatora		Wartości fazy cyfrowej nosnej
A_n	B_n	
0	0	0°
0	1	-90°
1	0	-270°
1	1	-180°

9. Wybór częstotliwości nośnej fonii cyfrowej

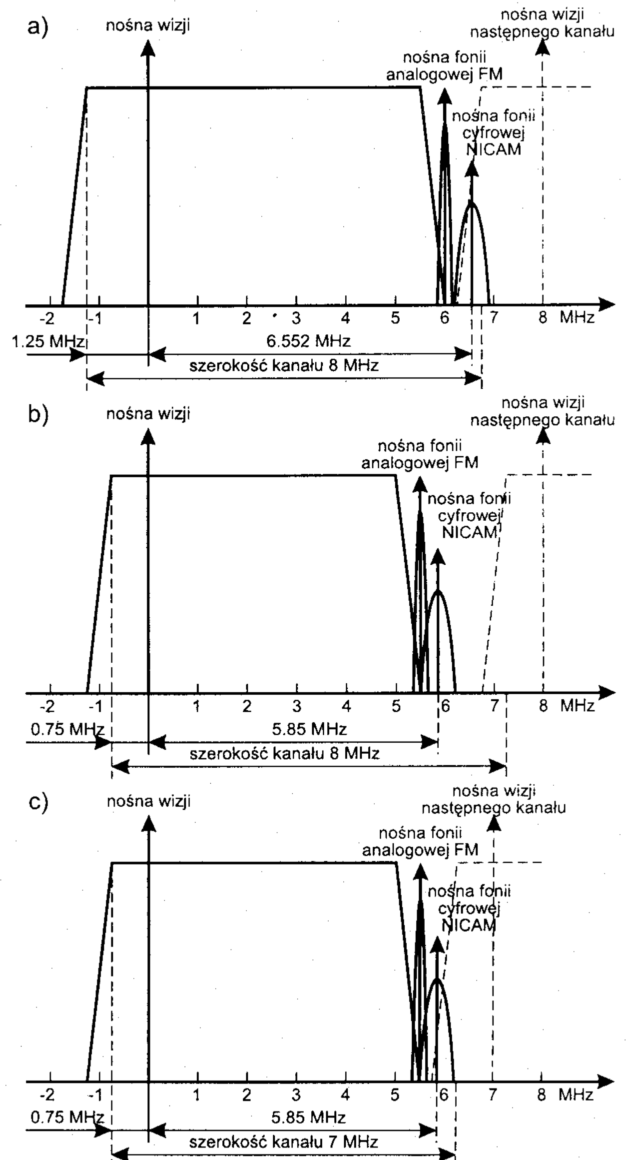
Problem wyboru częstotliwości nośnej fonii cyfrowej jest konsekwencją historycznego przyjęcia przez różne kraje różnych standardów i systemów nadawania sygnałów telewizyjnych. Podstawowymi przesłankami wyboru muszą jednak być: zachowanie kompatybilności z aktualnie nadawanym standardem, niedopuszczenie do pogorszenia jakości dotychczasowej fonii, odporność na zakłócenia transmisyjne, uniknięcie zakłóceń i zniekształceń odbioru obrazu telewizyjnego, minimalizacja zakłóceń wzajemnych, intermodulacji itp.



Rys. 7. Zasada modulacji DQPSK.

W Wielkiej Brytanii, ojczyźnie NICAM-u, gdzie obowiązuje standard I, a nośna fonii analogowej odległa jest od nośnej wizji o 6 MHz przyjęto dla nośnej cyfrowej odstęp równy dziewiątej krotności 728 kHz, czyli 6.552 MHz. Kraje europejskie, w których obowiązuje standard B/G (odstęp fonii analogowej od nośnej wizji 5.5 MHz), przyjęły dla nośnej cyfrowej częstotliwość 5.85 MHz, pomimo zalecenia Europejskiej Unii Radiodyfuzyjnej EBU (*European Broadcasting Union*) wskazującej na ósmą krotność 728 kHz, czyli na wartość 5.824 MHz. Brak na razie oficjalnych wiadomości co do wyboru częstotliwości nośnej cyfrowej jaka będzie przyjęta w Polsce. Nie wydaje się jednak, że może to być częstotliwość 6.552 MHz, a więc pozostaje częstotliwość standardu B/G czyli 5.85 MHz.

Usytuowanie nośnej cyfrowej w kanale telewizyjnym dla standardów I oraz B i G obrazuje rysunek 8.



Rys. 8. Widma sygnałów telewizyjnych dla:
a/ standardu I, b/ standardu G, c/ standardu B.

W następnej części artykułu: NICAM od strony odbiorczej, czyli omówienie rozwiązań układowych dekoderów NICAM. ▣

Stabilizatory napięcia strojenia
TAA550, TBA271, UL1550, ZTK33, TCA750

Adam Kamiński

Wymagania na stabilność źródła napięcia strojenia

Przyjmując, że dopuszczalne odstrojenie odbiornika czy magnetowidu wywołane niepożądaną zmianą napięcia strojenia nie powinno być większe niż:

$$\Delta f = 0.25\text{MHz}$$

oraz przyjmując, że dotyczy to również zakresu UHF, gdzie przy założeniu liniowej charakterystyki przestrajania głowicy nachylenie jest największe i wynosi szacunkowo

$$\frac{\Delta F}{\Delta U} = \frac{860\text{MHz} - 470\text{MHz}}{28\text{V} - 1\text{V}} = \frac{390\text{MHz}}{27\text{V}} \approx 14.4\,\frac{\text{MHz}}{\text{V}}$$

otrzymujemy z tego wymóg na dopuszczalną niestabilność źródła napięcia strojenia

$$\Delta U_{max} = \frac{\Delta f}{\frac{\Delta F}{\Delta U}} = \frac{0.25\text{ MHz}}{14.4\,\frac{\text{MHz}}{\text{V}}} \approx 0.017\text{V}$$

Z powyższego, przy typowym napięciu źródła równym 33V, otrzymujemy,

stabilność względną:

$$\frac{\Delta U}{U} = \frac{0.017\text{V}}{33\text{V}} \approx 0.00052 = 0.052\%$$

stabilność temperaturową dla $\Delta T = 20°C$:

$$\frac{\Delta F}{\Delta T} = \frac{17\text{mV}}{20°\text{C}} \approx 0.85\,\frac{\text{mV}}{°\text{C}}$$

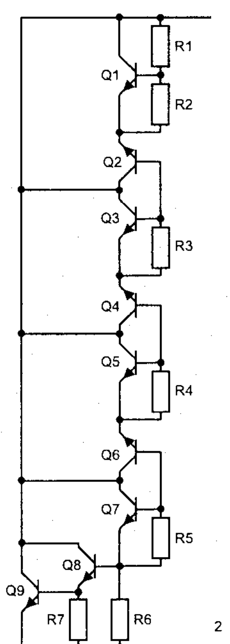
względną stabilność temperaturową dla $\Delta T = 20°C$:

$$\frac{\frac{\Delta U}{U}}{\Delta T} = \frac{0.052\%}{20°\text{C}} \approx 0.0026\,\frac{\%}{°\text{C}}$$

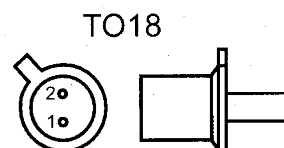
Należy podkreślić, że przyjęty wyżej zakres zmian temperatury wynoszący 20°C jest warunkiem bardzo łagodnym, przyjętym jako odchyłka od przeciętnego stanu ustalonego.

Parametryczne stabilizatory napięcia strojenia: TAA550, TBA271, UL1550, ZTK33

Reprezentatywny dla powyższych układów równoważny schemat elektryczny struktury wewnętrznej przedstawiono na rys. 1, a obudowę na rys. 2.



Rys. 1



Rys. 2. Obudowa układów TAA550, TBA271, UL1550. Końcówka 1 połączona jest z obudową.

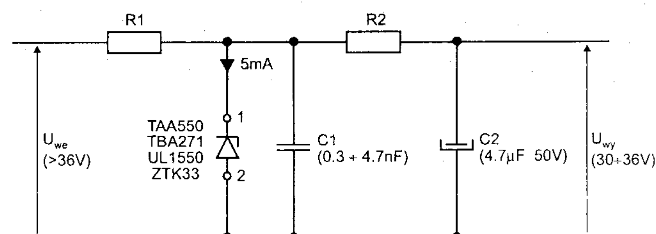
Układ ZTK33, zwany katalogowo diodą Zenera skompensowaną temperaturowo jest umieszczony w szklanej obudowie DO-35.

W końcowej fazie produkcji układy UL1550 były umieszczane w plastykowej obudowie TO-92.

Jak wynika z rys. 1 napięcie stabilizacji jest sumą napięć złącz pracujących w kierunku przewodzenia (Q1, Q3, Q5, Q7, Q8, Q9) oraz spolaryzowanych zaporowo i wykorzystywanych jako diody Zenera złącz baza-emiter (Q2, Q4, Q6). Kompensację temperaturową układów uzyskuje się poprzez odpowiedni dobór gęstości prądu w złączach za pomocą rezystorów R1÷R7.

Parametry układów przedstawione w tabeli 1 są parametrami uśrednionymi dla różnych producentów. Jak wynika z tej tabeli parametry omawianych układów scalonych są od 2 (ze względu na rezystancję dynamiczną) do 20 (ze względu na współczynnik temperaturowy) razy lepsze od porównywalnych stabilistorów i zapewniają spełnienie wymagań określonych w poprzednim punkcie.

Wyżej wymienione układy stosuje się zgodnie ze schematem przedstawionym na rys. 3.



Rys. 3.

R2 (22Ω) stosuje się razem z C2 gdy wymagana jest dodatkowa filtracja szumów małej częstotliwości.

Uwagi serwisowe:

- Omawiane powyżej układy są całkowicie ze sobą zamienne, jak również z układem μPC574J. Zamienność z μPC574J jest stwierdzona na podstawie identycznych schematów zastosowań bez porównania jednak z niedostępnymi danymi firmowymi.
- Najczęstszą przyczyną niestabilnej pracy źródła napięcia przestrajania nie jest uszkodzony układ scalony, ale uszkodzony kondensator C1 (zalecany jest kondensator ceramiczny 4,7nF 250V) oraz w dalszej kolejności „przegrzany" rezystor R1.
- Jeśli uszkodzenie układu nie jest typu „całkowity brak napięcia", to do obserwacji stabilności napięcia potrzebny jest miernik o rozdzielczości lepszej od 0.1V, co przy standardowych zakresach oznacza „4 i ½ cyfry".

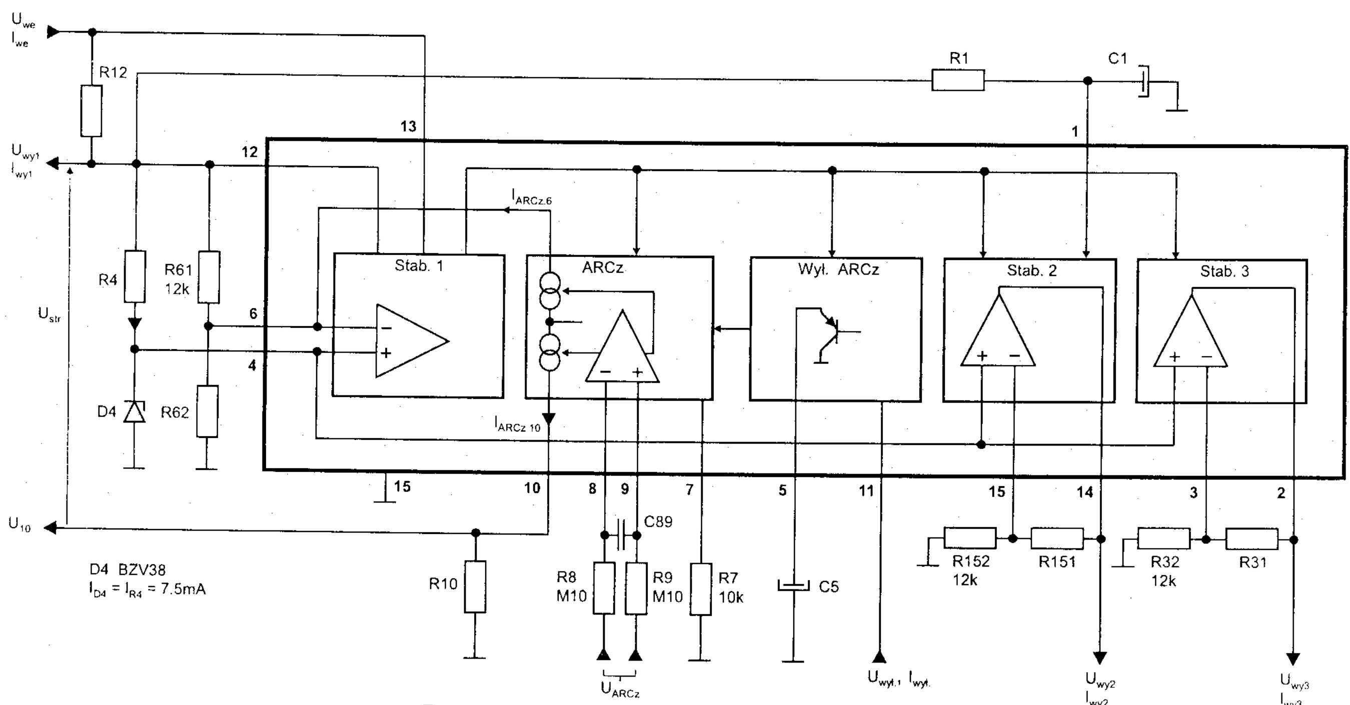
Wielofunkcyjny stabilizator napięcia TCA750

W skład układu scalonego TCA750 wchodzą 3 układy stabilizatorów napięcia, układ sprzęgający stabilizator 1 z pochodzącym z detektora ARCz napięciem automatyki oraz układ wyłączania tego sprzężenia.

Wszystkie trzy stabilizatory wykorzystują zewnętrzne źródło napięcia odniesienia, którym jest skompensowany termicznie stabilizator D4. Napięcie wejściowe podawane na nóżkę 13 zasila stabilizator 1, a ten zasila stabilizatory 2 i 3 oraz układy ARCz. i jest równocześnie źródłem napięcia przestrajania dla układów strojenia odbiornika oraz źródłem zasilania stabilizatora D4.

Tabela 1. Parametry układów TAA550, TBA271, UL1550, ZTK33

Parametr	Warunki	Jedn.	Wartość			Uwagi
			min.	typowa	maks.	
Dopuszczalna temperatura złącza		°C	-55		+150	
Dopuszczalna temperatura pracy		°C	-20		+150	dolna granica nie dotyczy ZTK33
Rezystancja termiczna złącze-otoczenie		K/W			400	
Rezystancja termiczna złącze-obudowa		K/W			150	nie dotyczy ZTK33
Prąd maksymalny	T_{otocz} 45 °C	mA			7	chłodzenie naturalne
Napięcie stabilizacji	25 °C, 5mA	V	30	33	36	
Napięcie stabilizacji	25 °C, 5mA	V	30	31	32	grupy: -1, A, czerwona
Napięcie stabilizacji	25 °C, 5mA	V	32	33	34	grupy: -2, B, żółta
Napięcie stabilizacji	25 °C, 5mA	V	34	35	36	grupy: -2, C, zielona
Rezystancja dynamiczna	1kHz, 5mA	Ω		12	25	
Współczynnik termiczny	5mA	mV/K	-3.1	-0.13	+1.55	w zakresie T_{otocz} +10 ÷ +50 °C
Względny współczynnik termiczny	5mA	10^{-5}/K	-10	-0.4	+5	nie dotyczy ZTK33
Względny współczynnik termiczny	5mA	10^{-5}/K	-10	-2	+5	tylko ZTK33
Zalecany prąd pracy		mA	2			
Zewnętrzna pojemność równoległa		nF	0.3		4.7	warunek braku oscylacji
Czas stabilizacji od włączenia		s		20		tylko ZTK33



Rys. 4. Schemat blokowy układu scalonego TCA750.

Napięcia wyjściowe określają równania:

$$U_{wy,1} = U_4 \left(\frac{R_{61}}{R_{62}} + 1\right) - I_{ARCz,6} R_{61}$$

$$U_{wy,2} = U_4 \left(\frac{R_{151}}{R_{152}} + 1\right)$$

$$U_{wy,3} = U_4 \left(\frac{R_{31}}{R_{32}} + 1\right)$$

$$U_{10} = I_{ARCz,10} R_{10}$$

przy czym, zmiana napięcia $U_{wy,1}$ pod wpływem napięcia U_{ARCz} jest ograniczona do ±0.9V. Poniżej progu ograniczenia wzmocnienie układu ARCz wynosi około 5.

Układ ARCz jest zbudowany w taki sposób, że wzrost napięcia U_{9-8} wywołuje wzrost prądu I_{10} (wzrost napięcia U_{10}) oraz zmniejszenie prądu $I_{ARCz,6}$, a tym samym wzrost napięcia $U_{wy,1}$. Po odpowiednim dobraniu wartości rezystora R10 i umieszczeniu potencjometrów przestrajających pomiędzy wyjściami $U_{wy,1}$ i U_{10} uzyskuje się stały zakres działania układu automatyki niezależnie od częstotliwości dostrojenia głowicy. Podobnie, korzystny efekt uzyskuje się umieszczając pomiędzy wyjściami $U_{wy,1}$ i U_{10} tranzystor kluczujący układu strojenia z synteza napięciową. Elementy R8, R9, C89 służą do filtracji napięcia ARCz. Rezystor R7 określa prądy płynące w układzie ARCz, w tym również $I_{ARCz,6}$ i $I_{ARCz,10}$. Układ wyłączania ARCz może być sterowany zarówno statycznie (dodatni lub ujemny prąd końcówki 11 albo dodatnie napięcie tej końcówki) jak i dynamicznie, przy czym amplituda dodatnich impulsów prądowych do prowadzonych do końcówki 11 silnie zależy od czasu ich trwania. Kondensator C5 umożliwia uzyskanie opóźnienia załączania układu ARCz po zaniku sygnału wyłączającego. Elementy R1, C1 pozwalają na uzyskanie załączania stabilizatora 2 opóźnionego w stosunku do załączenia stabilizatorów 1 i 3, co korzystnie można użyć do eliminacji n.p. „skutków włączeniowych w torze fonii". Konstrukcja wszystkich trzech stabilizatorów pozwala na zwiększenie dopuszczalnego prądu przez użycie zewnętrznych tranzystorów mocy bez pogorszenia parametrów stabilizacji. Wszystkie trzy stabilizatory odporne są na krótkotrwałe zwarcia ich wyjść do masy, a stabilizator 1 dodatkowo odporny jest na zwarcie ciągłe.

Wybrane parametry układu scalonego przedstawiono w tabeli 2. Uwagi do tabeli 2:

1. Parametry w układzie testowym z rys. 4.
2. $5V < U_{13-12} < 24V$.
3. $I_{wy,1}$=5mA; $I_{wy,2}$= $I_{wy,3}$=5.5mA; I_{10}=0.
4. T_{otocz} =60 °C, pozostałe stabilizatory obciążane maksymalnie.
5. Napięcie wyjściowe różnicowe ARCz powyżej progu ograniczenia.
6. $8V < U_{wy,2} < U_{wy,1}$ -13V.
7. $U_{wy,1}$ -20V < $U_{wy,3}$ < $U_{wy,1}$ -5V.
8. Przy zasilaniu D4 z innego źródła prąd $(I_{wy,1})_{max}$ wzrasta do 12.5mA.

Tabela 2. Parametry układu scalonego TCA750

Parametr	Symbol	Jedn.	Wartość			Uwagi
			min.	typowa	maks.	
Wartości graniczne						
Napięcie zasilające	U_{we}	V			54	
Napięcie ARCz	U_8, U_9	V			17	
Różnicowe napięcie ARCz	U_{9-8}	V	-6		+6	
Prąd wyjściowy końcówki 12	$-I_{12}$	mA			55	
Prąd wyjściowy końcówki 14	$-I_{14}$	mA			20	
Prąd wyjściowy końcówki 2	$-I_2$	mA			25	
Prąd wejściowy końcówki 11	I_{11}	mA	-6		+6	
Wartości charakterystyczne						
Napięcie zasilające	U_{we}	V	26.5		54	1, 3
Prąd zasilający	I_{we}	mA			31	3
Stabilizator 1						
Zakres napięć wyjściowych	$U_{wy,1}$	V	21		34	2
Prąd wyjściowy	$I_{wy,1}$	mA	0		5	4, 8
Układ sprzęgający ARCz						
Napięcie wejściowe ARCz	U_{9-8}	V	-5		+5	
Napięcie wyjściowe ARCz	$\Delta U_{wy,1}$	V	-0.9		+0.9	5
Stabilizator 2						
Zakres napięć wyjściowych	$U_{wy,2}$	V	8		21	6
Prąd wyjściowy	$I_{wy,2}$	mA	0		5.5	4
Stabilizator 3						
Zakres napięć wyjściowych	$U_{wy,3}$	V	8		29	7
Prąd wyjściowy	$I_{wy,3}$	mA	0		5.5	4

■

Magnetowidy systemu VHS - podstawy (cz.5)

Krzysztof Stroiński

Zdając sobie sprawę z tego, że teoria w dłuższym wydaniu jest raczej ciężko strawna (z drugiej zaś strony konieczna), chciałbym jako pewnego rodzaju przerywnik zaproponować temat bardziej przyziemny, dotyczący „obsługi" głowic wizyjnych. Niestety, słowo obsługa nie jest tutaj określeniem wystarczającym. Angielskie określenie, często spotykane w instrukcjach serwisowych to *maintenance*. W języku polskim trudno znaleźć jego odpowiednik. Pod określeniem *maintenance* kryją się wszystkie zabiegi niezbędne do utrzymania danego urządzenia w dobrej kondycji. A zatem będą to: okresowe kontrole, czynności konserwacyjne, przeglądy, drobne naprawy lub też wymiany całych bloków funkcjonalnych wchodzących w skład danego urządzenia. W przypadku magnetowidów, utrzymanie głowic wizyjnych w dobrej kondycji to *Video Head Maintenance.*

Głowice wizyjne (a w zasadzie dysk z głowicami wizyjnymi) są jednym z istotniejszych podzespołów magnetowidów zarówno z punktu widzenia funkcji jaką spełniają, jak również z punktu widzenia kosztów związanych z ich ewentualną wymianą. Koszty te stają się niebagatelne jeśli trzeba wymienić dysk wizyjny z trzema, czy czterema głowicami nie mówiąc już o dysku dla magnetowidów z zapisem dźwięku HI-FI.

Wszyscy z Państwa, którzy naprawiają magnetowidy, doskonale wiedzą, że na trwałość głowic wizyjnych bardzo duży wpływ ma sam użytkownik magnetowidu. Warunki zewnętrzne w jakich magnetowid pracuje, rodzaj używanych taśm, źródło pochodzenia taśm nagranych, sposoby czyszczenia głowic, czy też podejście właściciela do koniecznych zabiegów serwisowych, to czynniki zależne od klienta, a mające zasadniczy wpływ na żywotność głowic wizyjnych. Dlatego też, uświadamianie użytkownikowi magnetowidu wszystkich tych problemów jest dość ważne.

Co ma wpływ na zużywanie się głowic wizyjnych

Głównym czynnikiem jest oczywiście ciągły mechaniczny kontakt z taśmą podczas wykonywania większości funkcji magnetowidu. Podczas odczytu, nagrywania, pauzy, przesuwu poklatkowego, przewijania z podglądem czy też przewijania głowice „szorują" po taśmie. A na „skuteczność tego szorowania" maja wpływ:

1. Jakość taśmy i jakość kaset

Na rynku dostępne są różne rodzaje taśm. W zależności od producenta, jakość materiałów użytych do wytworzenia taśmy, jak również technologie ich wytwarzania mogą być różne. Popularność systemu VHS spowodowała, że na rynku pojawiły się również taśmy stosunkowo tanie i bardzo tanie. Niestety, są pośród nich takie, które nie spełniają wymagań stawianych przez producentów magnetowidów. Nadmierna szorstkość nośnika magnetycznego w tych rodzajach taśm ma decydujący wpływ na przyśpieszone zużywanie się głowic wizyjnych. Jeżeli istnieje podejrzenie, że uszkodzenie głowic mogło być skutkiem używania tego rodzaju taśm, należy swoje podejrzenia zweryfikować w oparciu o informacje uzyskane od klienta. Nawet jeśli użytkownik nie potwierdzi Twoich obaw, warto mu uświadomić co mogło być przyczyną jego kłopotów.

Wiadomo, że używanie tego rodzaju taśm nie tylko przyśpiesza zużycie głowic wizyjnych, ale czasem prowadzi również do konieczności jednoczesnej wymiany podstawy dysku. Nadmiernie szorstkie taśmy pozostawiają wyraźny nieusuwalny ślad (wytarcie) na postawie dysku. Ślad ten jest również chropowaty co powoduje zwiększenie oporu przesuwu taśmy i przyspieszone ścieranie nośnika magnetycznego z innych taśm. Jedynym wyjściem w tym przypadku jest wymiana zarówno bębna z głowicami jak również podstawy dysku wizyjnego. Oczywistym jest również fakt, że w takim przypadku należy również sprawdzić stan powierzchni innych elementów mechanicznych toru przesuwu taśmy, zwłaszcza tych „nieobrotowych", po których taśma przesuwa się.

Mówiąc o jakości kaset trzeba wspomnieć o kasetach konfekcjonowanych w garażu. To, że wkłada się w nie taśmy raczej tanie - gorszej jakości (w końcu chodzi o zysk), jest sprawą zrozumiałą. Natomiast to, że zupełnie nie zwraca się uwagi na długość „rozbiegówek", to jest po prostu (przepraszam za wyrażenie) zwykłe niechlujstwo. Za krótka rozbiegówka, zdarzająca się sporadycznie, grozi tylko zerwaniem taśmy przy przewijaniu.. Zbyt długa rozbiegówka grozi tym, że miejsce (z natury niezbyt równe) jej łączenia z taśmą może dojść do dysku wizyjnego. W markowych taśmach, po przewinięciu taśmy do początku i wywinięciu rozbiegówki do końca, powinno pozostawać jeszcze około 2 centymetrów widocznej taśmy.

2. Warunki (zewnętrzne) pracy magnetowidu

Warunki w jakich jest używany magnetowid mają również wpływ na głowice wizyjne. Zużywalność głowic jest większa w przypadku magnetowidów używanych w bardziej zanieczyszczonych pomieszczeniach, wyższej niż pokojowa temperaturze i podwyższonej wilgotności.

Jednym z czynników środowiskowych mających znaczny wpływ na trwałość głowic wizyjnych jest kurz i jemu podobne zanieczyszczenia.

Taśma VHS składa się (w uproszczeniu) z bazy plastykowej i nałożonego na nią nośnika magnetycznego. Na skutek przesuwu plastykowej taśmy wytwarzają się na jej powierzchni ładunki elektrostatyczne znacznie zwiększające przyczepność kurzu i innych zanieczyszczeń do powierzchni taśmy. W wyniku tego zwiększa się szorstkość taśmy i wpływ na głowice jest podobny jak przy taśmach złej jakości z nadmiernie szorstką warstwą magnetyczną.

Podwyższona wilgotność ma również wpływ na ścieralność głowic. Jakkolwiek magnetowidy wyposażone są w czujnik kondensacji wilgoci (czujnik rosy) *Dew Sensor*, to jest on skuteczny w przypadku osadzania się wilgoci na skutek różnicy temperatury pomiędzy bardzo zimnym metalowym chassis

magnetowidu, a otoczeniem. Działanie *Dew Sensor* uniemożliwia uruchomienie magnetowidu, który na przykład zimą leżał kilka godzin w nie ogrzewanym pomieszczeniu. Niestety czujnik ten jest bezużyteczny w przypadku, gdy magnetowid ma temperaturę otocznia, ale pracuje w podwyższonej wilgotności. Wilgotność ta, choć nie powoduje natychmiastowych negatywnych efektów, może powodować zwiększenie siły przylegania powierzchni taśmy do zespołu *Drum*, a tym samym zwiększenia napięcia taśmy na głowicach wizyjnych. W konsekwencji może prowadzić to do zwiększonego ścierania się głowic.

Warto w tym miejscu zwrócić uwagę na sytuację odwrotną, tzn. magnetowid ma ustabilizowaną temperaturę pokojową, ale wkładamy do niego bardzo zimną taśmę. Duża różnica temperatury na styku taśma - zespół *Drum* powoduje złuszczanie się warstwy magnetycznej, a w konsekwencji zabrudzenie głowic. W tych warunkach, również występuje skraplanie się wilgoci na powierzchni bardzo zimnej taśmy, co zwiększa przyczepność kurzu nie mówiąc już o tym, że istniej bardzo duża szansa na przyklejenie się wilgotnej taśmy do wirującego dysku.

3. Mechanika magnetowidu

Tutaj najważniejszą rzeczą jest prawidłowy naciąg taśmy. Dlatego też, w przypadku „podejrzanie szybkiego" zużywania się głowic należy sprawdzić, czy wszystkie elementy odpowiadające za naciąg taśmy są wyregulowane zgodnie z instrukcją serwisową. Bardzo ważne jest również to, aby dokonać tego sprawdzenia przy użyciu wymaganych do tego celu przyrządów serwisowych.

4. Taśmy z wypożyczalni i „magnetowidy domowe" wykorzystywane dla celów komercyjnych

Poniższe informacje jestem zmuszony potraktować z pewnym zastrzeżeniem. Informacja ta pochodzi z publikacji zagranicznych i dość trudno jest stwierdzić w jakim stopniu informacje te można odnieść do polskich wypożyczalni kast czy też komercyjnego wykorzystania magnetowidów przeznaczonych do typowego użytkowania w gospodarstwie domowym.

Taśmy produkowane z przeznaczeniem dla wypożyczalni posiadają warstwę magnetyczną o nieco podwyższonych właściwościach ściernych. Umożliwia to, podczas odtwarzania taśmy, uzyskanie efektu czyszczenia głowic wizyjnych, a tym samym uzyskanie optymalnej jakości odtwarzanego obrazu. Oczywiście, te ponadnormalne własności ścierne taśm są różne w zależności od producenta i gatunku taśmy. Mimo wszystko, podwyższone zużycie głowic wizyjnych z tego tytułu może dotyczyć dość wąskiej grupy urządzeń pracujących na przykład w wypożyczalniach i wykorzystywanych głównie do demonstracji kaset. Problem ten raczej nie dotyczy magnetowidów „domowych" w przypadku normalnego korzystania z wypożyczalni kaset.

Szybsze zużycie głowic wizyjnych może mieć również miejsce w przypadku, gdy popularne magnetowidy są używane na przykład do seryjnego kopiowania kaset. W takich przypadkach „przebieg magnetowidu" jest dość duży w stosunkowo krótkim czasie. W związku z tym częstotliwość pojawiania się ich w serwisie jest znacznie większa niż magnetowidów użytkowanych zgodnie z ich przeznaczeniem. Zdarzają się przypadki, że w okresie gwarancyjnym istnieje konieczność jedno/dwukrotnej wymiany głowic wizyjnych ze względu na ich nadmierne zużycie. Oczywiste jest, że są to przypadki ewidentnie naruszające warunki gwarancji, ale niestety na uczciwość klienta nie zawsze można liczyć. Może jednak warto tutaj wspomnieć dlaczego popularne (domowe) magnetowidy nie wytrzymują takiej próby. Po pierwsze, nowe taśmy mają większą tendencję do ścierania głowic niż taśmy kilkakrotnie używane. Po drugie, taśmy produkowane pod potrzeby komercyjnej produkcji wideo posiadają bardziej szorstką warstwę magnetyczną (dla uzyskania efektu czyszczącego, podobnie jak w przypadku kaset produkowanych na potrzeby wypożyczalni).

5. Taśmy używane

Czasem bywa tak, że po wykonanym czyszczeniu głowic, klient wraca dość szybko z tym samym problemem. Jedną z przyczyn takiego stanu rzeczy może być to, że tor taśmy został zabrudzony czymś trudno usuwalnym, a co nie zostało zauważone przy pierwszej operacji czyszczenia. Najczęściej są dwa źródła takich trudno usuwalnych zanieczyszczeń. Pierwszym z nich są tak zwane „taśmy sklejki", drugim zaś taśmy, na powierzchnię których, w taki czy inny sposób dostał się smar z mechanizmu. W obu przypadkach, jeśli cały tor taśmy nie zostanie dobrze wyczyszczony i sprawdzony, zabrudzenie głowic będzie się powtarzało.

Samo dokładne wyczyszczenie całego toru taśmy to dopiero połowa sukcesu. Trzeba jeszcze, aby klient zidentyfikował, która taśma była tego przyczyną i czy inne taśmy nie zabrudziły się na skutek używania ich na tak zabrudzonym magnetowidzie. Zarówno klej jak i smar obecny na powierzchniach elementów, po których przesuwa się taśma, jest bardzo łatwo „przekazywalny" na inne taśmy. Dlatego też, przy każdym czyszczeniu, trzeba tor taśmy obejrzeć bardzo dokładnie, a zwłaszcza wtedy, gdy to, co pozostaje na papierku po wstępnym przeczyszczeniu głowic ma podejrzany charakter.

6. Inne przypadki

Zdarza się często, że przychodzi klient z brudną czy wręcz uszkodzoną taśmą, ale mającą dla niego szczególne osobiste znaczenie. Wie, że taśma nie nadaje się do użytku, z drugiej strony, nie chce stracić nagrania i pyta czy można coś z tym zrobić. Wdaje się, że najlepszym rozwiązaniem jest doradzenie klientowi, aby skopiował taśmę na czystym magnetowidzie, wyrzucił oryginał, a następnie magnetowid przyniósł do czyszczenia.

Będąc przy temacie nagrań, do których klient jest bardzo przywiązany należy wspomnieć o jeszcze jednej sprawie. Co odpowiedzieć klientowi, który pyta jaką kasetę kupić, aby nagrany materiał np. ważne uroczystości rodzinne, zachować w domowym archiwum. Wypada pytającemu doradzić użycie do tego celu kasety oznaczonej symbolem „PRO". Tym symbolem oznacza się taśmy, pozwalające przechowywać nagranie przez bardzo długi okres czasu. Zupełnie inne przeznaczenie mają taśmy *Daily Use* (codziennego użytku) przeznaczone do intensywnego użytkowania w stosunkowo niedługim czasie. Taśmy te jednak nie powinny być używane jako taśmy archiwalne.

7. Taśmy czyszczące

Na rynku dostępne jest szeroka gama kaset czyszczących. Generalnie oferowane są dwa rodzaje kaset: czyszczące na sucho i czyszczące na mokro.

Kasety czyszczące na sucho

Efekt czyszczący uzyskuje się poprzez zastosowanie wysoce ściernej taśmy zdrapującej zabrudzenie z głowic. Jeśli klient używa tego typu taśm czyszczących należy koniecznie uświadomić mu następujące rzeczy:

- taśma posiada doskonałe własności ścierne, zwłaszcza dobrze ściera głowice wizyjne,
- bezwzględnie, taśma musi być używana zgodnie z instrukcją,
- może być używana tylko w razie konieczności (im rzadziej tym lepiej), nigdy profilaktycznie.

Kasety czyszczące na mokro

Efekt czyszczący uzyskuje się w tym przypadku poprzez poruszanie się głowic wizyjnych po wilgotnym materiale. W przypadku tego typu kaset spotyka się różne środki nawilżające i różne materiały. Taśmy czyszczące na mokro są w zasadzie nieszkodliwe jeśli chodzi o problem ścierania głowic. Z całą pewnością są jednak mniej popularne, a ponadto bardziej kłopotliwe w użyciu.

Główny problem z użyciem tych taśm polega na tym, że po wykonaniu czyszczenia sporo wilgoci pozostaje na torze prowadzenia taśmy, a zwłaszcza na dużych płaszczyznach zespołu *Drum*. Jeżeli zbyt szybko zostanie włożona normalna taśma, efekt wydawałoby się prostej operacji czyszczenia będzie bardzo przykry. Taśma przyklei się do wirującego wilgotnego bębna i zostanie na nim owinięta. I nie jest wykluczone, że oprócz zniszczonej taśmy trzeba będzie wymienić również dysk wizyjny.

Mimo, że ulotki towarzyszące taśmom czyszczącym prześcigają się w opisie ich wręcz cudownych własności, to należy uświadomić klientowi jedną podstawową rzecz. Każda dobra kaseta czyszcząca czy to na mokro czy też na sucho, pracuje tylko „do przodu" tzn. nie ma możliwości cofania. Tylko takie kasety, jeśli to konieczne, mogą być używane. Jeśli kaseta czyszcząca ma możliwość wielokrotnego przebiegu, to za drugim przebiegiem będzie to już z całą pewnością kaseta „czyszcząco-brudząca".

Tak jak głowice wizyjne są jednym z elementów toru przesuwu taśmy, tak i stan pozostałych elementów tego toru ma bardzo duży wpływ na to, jak często głowice wizyjne będą czyszczone. Dlatego klient powinien być również poinformowany, że kaseta czyszcząca nie usunie brudu z pozostałych elementów toru przesuwu taśmy, a często, nawet skutecznie rozprowadzi go po reszcie mechanizmu i w rezultacie będzie konieczne wyczyszczenie toru taśmy w serwisie.

Objawy związane z niedomaganiem głowic wizyjnych

Należy je podzielić na objawy wskazujące na zabrudzenie głowic i na zły stan lub uszkodzenie głowic.

Zabrudzenie głowic - całkowity brak obrazu lub obraz przebijający przez szumy. Polecanym rozwiązaniem jest użycie do czyszczenia głowic kawałka papieru dobrej jakości, płynu VIDEO 90 lub jemu podobnych i oczywiście opuszki palca. Zwilżony płynem papier przykłada się opuszką palca do dysku i wykonuje się kilka pełnych obrotów dyskiem w lewo i w prawo, pamiętając o tym, aby nie wykonywać ruchów palca w poprzek toru głowic wizyjnych. Docisk palca powinien być tak wyważony, aby pod opuszką wyraźnie poczuć kształt głowic nie przesuwając ich jednocześnie do środka.

Zły stan głowic - objawia się najczęściej poprzez:

- smużenie na konturach
- częste zabrudzanie się głowic na taśmach, które nie brudzą głowic na innych magnetowidach. Efekt ten związany jest z tym, że czoło głowicy zbyt mało wystaje poza zarys bębna, a co za tym idzie, kontakt głowic z taśmą jest słabszy i nie występuje efekt samoczyszczenia się głowic. Zbyt małe wystawanie głowic daje się często wyczuć, jeśli do czyszczenia głowic stosuje się opisaną wcześniej metodę kawałka papieru i opuszki palca.

Oczywiście, oceny stanu głowic wg powyższych kryteriów należy dokonywać po uprzednim dokładnym wyczyszczeniu głowic i wyeliminowaniu istnienia innych uszkodzeń dających podobne efekty.

Problemowi wymiany dysku wizyjnego, czy też całego zespołu *Drum* zostanie prawdopodobnie poświęcony osobny artykuł, natomiast aktualnie przedstawionych będzie kilka uwag związanych z czyszczeniem toru taśmy:

1. Jeżeli magnetowid jest szczególnie mocno zakurzony, to operację czyszczenia należy rozpocząć od dokładnego usunięcia brudu z całego magnetowidu przy użycia pojemnika ze sprężonym powietrzem. Dopiero po tej operacji można przystąpić do właściwego czyszczenia.
2. Jednym z elementów toru taśmy, który łatwo się brudzi, a jednocześnie jest dość kłopotliwy do czyszczenia, jest rolka dociskowa. Aby poprawnie wyczyścić rolkę z brudu powbijanego w pory gumy, należy ją zdemontować i nałożyć na gumę kompres z waty nasączonej alkoholem izopropylowym. Po kilku minutach cały brud zejdzie bez problemu. Jest to szczególnie ważne gdy rolka pracuje od strony czynnej taśmy.
3. Jeżeli przy czyszczeniu głowic wizyjnych zdejmuje się dużo zanieczyszczeń z całej szerokości dysku, należy zwrócić szczególną uwagę na usunięcie brudu z rowków na dysku wizyjnym. Rowki te spełniają bardzo ważną rolę, a mianowicie służą do odprowadzania powietrza (likwidacja poduszki powietrznej) z powierzchni styku taśmy z wirującym dyskiem. Usunięcie tej poduszki daje prawidłowe przyleganie taśmy do dysku. W tym przypadku mało skuteczne jest użycie do czyszczenia nawilżonęgo kawałka papieru, gdyż sztywność papieru nie daje pewności usunięcia brudu z rowków. Najlepiej użyć do tego celu nawilżonej płynem specjalnej (bardzo gładkiej) irchy.
4. Co zrobić w sytuacji kiedy jest podejrzenie, że przyczyną ciągłego brudzenia się głowic wizyjnych jest mechanizm automatycznego czyszczenia głowic. Wyjście jest w zasadzie jedno - wymienić na nowy, a jeśli jest niedostępny to wyłączyć go zupełnie z działania. Regeneracja jest niewskazana, gdyż jej wynik jest porównywalny z próbą regeneracji używanego pampersa. ▣

Układy syntezy częstotliwości do odbiorników TV
SAB3035, SAB3036 i SAB3037

Ireneusz Lula

Układ SAB3035 i jego zubożone wersje SAB3036 i SAB3037 pojawiły się w ofercie Philipsa niemal piętnaście lat temu. Do dnia dzisiejszego wyprodukowano ich tak wiele, że chociaż w nowych wyrobach nie są już stosowane, warto przybliżyć je naszym Czytelnikom. Z pewnością będą mieli z nimi do czynienia przy okazji napraw sprzętu znajdującego się obecnie w eksploatacji.

Wstęp

Układy SAB3035/36/37 zostały przez Philipsa wylansowane pod handlową nazwą *CITAC* będącą skrótem angielskiego określenia ich funkcji: *Computer Interface for Tuning And Control*. Określenie to warte jest krótkiego wyjaśnienia, bowiem tkwi w nim klucz do zrozumienia roli tego scalaka.

Moment wprowadzenia układu do produkcji (1982 rok) przypadł w okresie, gdy stosowanie mikrokontrolerów do sterowania telewizorem stawało się coraz powszechniejsze. Jednak popularne (a więc dostępne w rozsądnej cenie) procesory nie potrafiły realizować innych funkcji poza prostym przełączaniem stanów logicznych na swoich portach. Do realizacji takich zadań jak wytwarzanie napięć do regulacji analogowych, przełączanie pasm głowicy (potrzebne stosunkowo duże prądy), wytwarzanie napięcia warikapowego, pomiar napięcia ARCz itd. opłacalne było stosowanie dodatkowych układów zewnętrznych. Stanowiły one interfejs pomiędzy mikrokontrolerem a obwodami odbiornika wymagającymi tradycyjnego sterowania. Układ *CITAC* jest takim właśnie interfejsem mikrokontrolera (*Computer Interface*) pomagającym mu w realizacji strojenia (*Tuning*) i innych funkcji sterujących (*Control*).

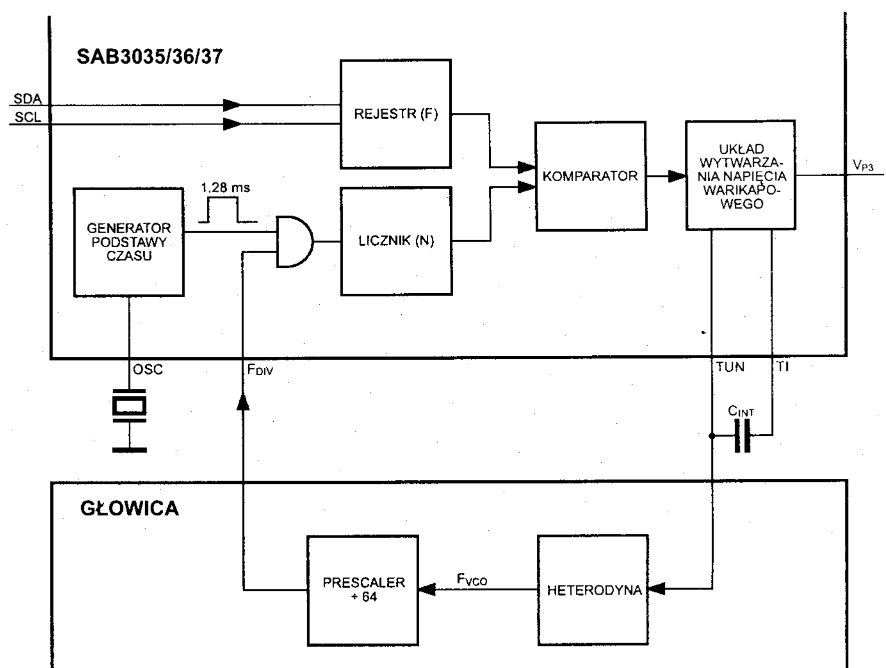
Dzięki współpracy z układem SAB3035/36/37 mikrokontroler przy użyciu dwóch najzwyklejszych linii portu może sterować głowicą (wytwarzanie napięcia warikapowego, przełączanie pasm, utrzymywanie częstotliwości z dokładnością 50 kHz), wytwarzać napięcia do regulacji parametrów analogowych (nie dotyczy SAB3036) oraz przełączać kilka innych parametrów pracy odbiornika. Wspomniane „dwie najzwyklejsze linie portu" łączące mikrokontroler z układem SAB3035/36/37 to **SDA** i **SCL** - linie magistrali I^2C, którą można skonstruować programowo w oparciu o każdy port (wej./wyj.), każdego taniego i prostego mikroprocesora. Przekazywanie instrukcji magistralą I^2C to przecież nic innego jak przełączanie stanów logicznych na dwóch liniach dokonywane w określonej sekwencji i według określonych zasad.

Atrakcyjność układów rodziny *CITAC* podnosił dodatkowo fakt, że były one jednymi z pierwszych w sprzęcie powszechnego użytku, które realizowały funkcję syntezy częstotliwości w oparciu o zamkniętą pętlę sprzężenia zwrotnego (PLL). Jak wiadomo, układ tego typu pozwala na utrzymywanie dostrojenia głowicy do dowolnego kanału ze stabilnością równą stabilności zastosowanego stałego wzorca częstotliwości (zwykle stosuje się w tej roli rezonator kwarcowy).

Schemat blokowy układu SAB3035/36/37 dla podniesienia jego czytelności zostanie ograniczony tylko do części odpowiedzialnej za syntezę częstotliwości. Nie zostaną na nim podane numery nóżek układu, ponieważ są one inne dla SAB3035, SAB3036 i SAB3037. Aby zidentyfikować numer pinu trzeba będzie sięgnąć do właściwego rysunku wyprowadzeń (rys.9).

Synteza częstotliwości

Czytelnicy zapewne znają nowocześniejsze syntezery częstotliwości bazujące na układzie PLL zamontowanym w głowicy i sterowanymi magistralą I^2C. Układy tego typu są produkowane przez wielu producentów, a oferta Philipsa została opisana w „Serwisie Elektroniki" 3/97. Ich działanie odbywa się zgodnie z następującą zasadą: układ porównywania częstotliwości pobudza obwody wytwarzania napięcia warikapowego w taki



Rys. 1. Pętla sprzężenia zwrotnego syntezera częstotliwości zbudowanego w oparciu o układ SAB3035/36/37.

sposób, aby zmiany tego napięcia zmierzały do zrównania częstotliwości heterodyny podzielonej w prescalerze z częstotliwością wzorcową podzieloną w dzielniku programowanym. Przestrajanie dokonywane jest poprzez wpisywanie odpowiedniego współczynnika podziału.

Układ *CITAC* funkcjonuje nieco inaczej. Przede wszystkim w obudowie głowicy przewiduje się umieszczenie jedynie niezależnego układu prescalera (czyli dzielnika częstotliwości o stałym współczynniku podziału), zaś przebieg z heterodyny po podzieleniu częstotliwości zostaje wyprowadzony na zewnątrz. Kompletna pętla sprzężenia zwrotnego zbudowana jest z elementów znajdujących się w głowicy (heterodyna przestrajana napięciem warikapowym i prescaler) oraz wewnątrz układu SAB3035/36/37 (generator podstawy czasu, licznik, komparator i układ wytwarzania napięcia warikapowego). Stopień podziału prescalera może wynosić 64 lub 256. Dla pierwszego przypadku Philips oferował scalony prescaler SP4632, dla drugiego - SP4653, dodatkowo produkowany był układ SAB6456, który poprzez zwarcie swojej nóżki 5 do masy lub pozostawienie jej nie podłączonej umożliwiał wybór współczynnika podziału (odpowiednio: 256 lub 64).

Działanie pętli ilustruje rysunek 1. Generator podstawy czasu na bazie oscylatora kwarcowego 4 MHz wytwarza impulsy referencyjne. Czas trwania jednego impulsu jest zależny od tego, czy w głowicy stosowany jest prescaler dzielący przez 64 czy przez 256. Informacja o tym powinna być podana magistralą I^2C. W pierwszym przypadku wytwarzane będą impulsy 1.28 ms, w drugim przypadku 5.12 ms. Na czas trwania każdego impulsu uruchamiany jest licznik okresów przebiegu pochodzącego z wyjścia prescalera. Wynik zliczania traktowany jest jako liczba 15 - bitowa N, która jest w komparatorze porównywana z liczbą F wpisaną przez mikrokontroler sterujący do rejestru ustawiania częstotliwości. Wynik porównania oddziałuje na układ wytwarzania napięcia warikapowego współpracujący z zewnętrznym kondensatorem C_{INT} i posiadający własne wejście zasilania +32 V (**V_{P3}**). Kierunek oddziaływania jest tak dobrany aby zmiana napięcia powodowała przestrajanie heterodyny zmierzające do zmniejszania różnicy między liczbami N oraz F. Operacja pomiaru i korygowania częstotliwości powtarzana jest cyklicznie i w efekcie prowadzi do zrównania liczby impulsów N mierzonej przez licznik z liczbą F zapisaną w rejestrze ustawiania częstotliwości.

Stan taki osiągany jest przez pętlę automatycznie; mówimy wówczas, że pętla „zaskoczyła". Słuszna jest wówczas prosta równość:

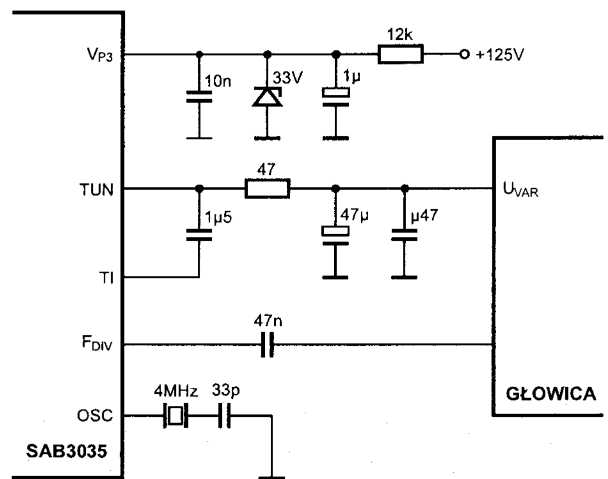
$$N = F \qquad [1]$$

Ponieważ N to liczba okresów przebiegu $F_{VCO} / 64$ zarejestrowanych w czasie 1.28 ms (albo $F_{VCO} / 256$ w czasie 5.12 ms, co na jedno wychodzi), równanie [1] można przedstawić następująco:

$$1.28\ \text{ms} \times F_{VCO} / 64 = F \qquad [2]$$

a stąd dochodzimy do bardzo ważnego wzoru na częstotliwość heterodyny, w którym, przypomnijmy, F oznacza liczbę wpisaną do rejestru wyboru częstotliwości:

$$F_{VCO} = F \times 50\ \text{kHz} \qquad [3]$$



Rys.2. Elementy systemu syntezy częstotliwości w odbiorniku Samsung CX5312.

Wynikają z niego następujące wnioski:

1. Aby dostroić się do wybranego kanału, trzeba do jego częstotliwości środkowej dodać częstotliwość pośrednią (38.0 lub 38.9 MHz, zależnie od tego jaka jest użyta w danym odbiorniku), otrzymaną w ten sposób częstotliwość heterodyny podzielić przez 50 kHz a uzyskany wynik wpisać jako liczbę 15 - bitową do rejestru F.
2. Zmiana liczby F o jeden, odpowiada zmianie wybranej częstotliwości o 50 kHz. Tak więc strojenie odbywa się z minimalnym krokiem równym 50 kHz.
3. Błąd pomiaru liczby N, który w najgorszym przypadku może wynieść ±1 z uwagi na stany nieustalone na początku i końcu impulsu referencyjnego może powodować błąd dostrojenia ±50 kHz. W przypadku odbiornika telewizyjnego jest to odchyłka w pełni akceptowalna, poza tym system *CITAC* przewiduje także stosowanie ARCz, która może ten błąd skorygować.
4. Poza wyżej wspomnianą odchyłką, dokładność generowanej częstotliwości F_{VCO} jest równa dokładności podstawy czasu, czyli odpowiada precyzji i stabilności oscylatora kwarcowego.

Dla porządku należy podkreślić, że w układzie *CITAC* porównywane są częstotliwości (rzeczywista z żądaną) a nie fazy przebiegów, gwoli ścisłości powinniśmy więc mówić o pętli FLL (*Frequency Locked Loop*) a nie PLL (*Phase Locked Loop*). Różnica ta stwarza pewne dodatkowe możliwości, o których będzie mowa w punkcie „Zaawansowane funkcje sterujące układu syntezy częstotliwości" nie ma jednak istotnego znaczenia przy serwisie.

Na rysunku 2 przedstawiono fragment schematu odbiornika z układem SAB3035 dołączonym do głowicy.

Wyjścia dwustanowe o podwyższonej wydajności prądowej

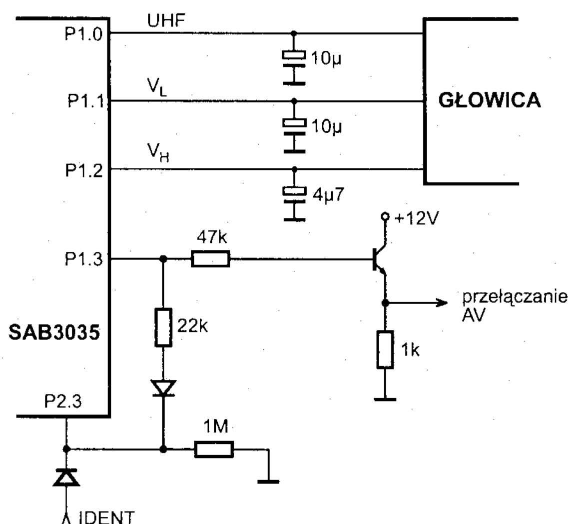
Napisałem wyżej, że stan zaskoku pętli osiągany jest przez układ scalony automatycznie. Stwierdzenie to jest oczywiście prawdziwe tylko wówczas, gdy wynikająca z równania [3]

częstotliwość heterodyny jest fizycznie możliwa do wygenerowania przez obwody rezonansowe głowicy. Powszechnie wiadomo, że większość głowic w celu dostrojenia się do żądanej częstotliwości wymaga uaktywnienia jednej ze swoich sekcji właściwej dla danego pasma. Dokonuje się tego bądź przez zwarcie do masy określonego wejścia głowicy lub (o wiele częściej) przez doprowadzenie na właściwe wejście napięcia dodatniego. W tym drugim przypadku napięcie to zazwyczaj stanowi źródło zasilania dla tej sekcji głowicy, która dla danego pasma ma zostać załączona. Źródło to powinno mieć więc niezbędną w tym celu wydajność prądową. W przypadku starszych głowic potrzebny jest prąd rzędu 50 mA.

Z myślą o przełączaniu pasm konstruktorzy układów SAB3035/36/37 przewidzieli cztery linie portu 1 (**P1.0 ÷ P1.3**), które w stanie wysokim mogą w sposób ciągły dostarczać do obciążenia prąd o wartości 50 mA, przy spadku napięcia nie przekraczającym 600 mV poniżej podanego z zewnątrz napięcia zasilającego $\mathbf{V_{P2}}$. Napięcie to jest wewnętrznie dołączone wyłącznie do układów stopni końcowych tych właśnie wyjść i w razie potrzeby można tu podać nieco wyższą wartość od „zwykłych" +12 Voltów doprowadzanych do pinu $\mathbf{V_{P1}}$. Specyficzną cechą omawianych wyjść jest również fakt, że bezpośrednio po resecie przyjmują one stan niski.

Dzięki wyżej opisanym zabiegom omawiane wyjścia mogą być dołączane bezpośrednio do głowicy bez potrzeby stosowania tranzystorowych wzmacniaczy prądowych. Przykładowy sposób wykorzystania nóżek **P1.0 ÷ P1.3** przedstawiono na rysunku 3. W prezentowanym odbiorniku linia P1.3 jest wyjściem sterującym załączaniem trybu AV. Stan tego wyjścia oddziałuje na wejście P2.3, za pośrednictwem którego mikrokontroler odczytuje informację o obecności użytecznego sygnału telewizyjnego (*IDENT*). Pozostałe trzy wyjścia wysokoprądowe wykorzystane są do przełączania pasm głowicy.

Warto podkreślić, że wyjścia **P1.0 ÷ P1.3** (w przeciwieństwie do niektórych pozostałych portów układu) nie mogą być alternatywnie wykorzystywane jako wejścia. Duża wydajność prądowa w stanie wysokim stoi w oczywistej sprzeczności z pełnieniem roli portu wejściowego. Próba zewnętrznego wymuszenia stanu niskiego na wyjściu przełączonym w stan wysoki może spowodować uszkodzenie układu.



Rys.3. Fragment schematu OTVC Samsung CX5312 z przedstawionym sposobem wykorzystania wyjść o podwyższonej wydajności prądowej.

***Uwaga:** Opisane wyprowadzenia SAB3035/36/37 o podwyższonej wydajności prądowej nie są przez producenta tych układów przyporządkowane konkretnym pasmom. Programista tworzący software mikrokontrolera sterującego może powodować załączenie dowolnego stanu na dowolnym wyjściu w dowolnym momencie. Konstruktor urządzenia wykorzystującego ten scalak może więc je używać do zupełnie innego celu niż sterowanie głowicą (przykładem jest tu wyjście **P1.3** na rysunku 2). Jeśli jednak zdecyduje się przeznaczyć je do przełączania pasm, to sam musi zadbać o to, aby ustawienie częstotliwości (dokonane poprzez wysłanie konkretnego współczynnika podziału F) szło w parze z takim ustawieniem wyjść, aby uaktywniły one właściwą dla wybranej częstotliwości sekcję głowicy.*

A oto szczegółowe dane dotyczące wyjść **P1.0 ÷ P1.3**:

- napięcie wyjściowe w stanie wysokim przy prądzie obciążenia 50 mA: min. $\mathbf{V_{P2}}$ - 0.6 V,
- napięcie wyjściowe w stanie niskim przy prądzie 2 mA: maks. 0.4 V,
- chwilowy prąd pobierany z wyjścia w stanie wysokim: maks. 130 mA,
- prąd wpływający do wyjścia w stanie niskim:maks. 5 mA

Przetworniki cyfrowo - analogowe

Liczba przetworników cyfrowo - analogowych jest inna we wszystkich trzech prezentowanych układach. SAB3035 zawiera ich osiem, SAB3037 cztery, zaś SAB3036 nie posiada ich wcale. SAB3037 z czterema przetwornikami pasuje do zwykłego odbiornika monofonicznego, gdzie są one używane do regulacji jaskrawości, kontrastu, nasycenia i siły dźwięku. Osiem przetworników układu SAB3035 pozwala na prowadzenie wszystkich regulacji w odbiorniku stereofonicznym.

Wejściem każdego przetwornika jest 6 - bitowy rejestr wewnętrzny, którego zawartość jest ustawiana przez odpowiednią komendę przesłaną magistralą I²C. Wyjściem przetwornika jest nóżka układu scalonego, na której wytwarzane jest napięcie stałe proporcjonalne do liczby zapisanej we wspomnianym rejestrze. Wyjścia te są opisane na rysunku 9 symbolami **DAC0 ÷ DAC7**.

Sześć zajętych bitów oznacza, że liczba zapisana w rejestrze zawiera się w przedziale 0 - 63. Na wyjściu każdego przetwornika można więc wygenerować 64 różne poziomy napięcia. A oto szczegółowe dane techniczne przetworników:

- napięcie wyjściowe bez obciążenia przy $\mathbf{V_{P1}}$ = 12 V i wpisanej do rejestru liczbie 63: 10 ÷ 11.5 V
- napięcie wyjściowe bez obciążenia przy $\mathbf{V_{P1}}$ = 12 V i wpisanej do rejestru liczbie 0: 0.1 ÷ 1 V
- skok napięcia odpowiadający zmianie zawartości rejestru o jeden: maks. 350 mV
- odchylenie charakterystyki konwersji od liniowości: maks. 0.5 V
- prąd pobierany z wyjścia: maks. 6 mA
- prąd wpływający do wyjścia: maks. 8 mA

Uwaga: *Większość znanych układów wytwarzających napięcia regulacyjne produkuje na wyjściach przebiegi o stałej amplitudzie i regulowanym współczynniku wypełnienia. Mogą być one wykorzystane dopiero po scałkowaniu w obwodach RC o odpowiednio dobranej stałej czasowej. Układ SAB3035/37 wytwarza od razu napięcia stałe.*

Wejścia / wyjścia dwustanowe ogólnego przeznaczenia

Każdy z omawianych układów (SAB3035/36/37) posiada port wejściowo / wyjściowy ogólnego przeznaczenia. Jest on złożony z czterech linii oznaczanych jako **P2.0** ÷ **P2.3**. Mogą one służyć jako wyjścia typu otwarty kolektor, wówczas pod kontrolą magistrali I²C mogą one przyjmować stan niski (zwarcie do masy przez tranzystor wyjściowy) lub stan wysoki (tranzystor wyjściowy rozwarty).

Bezpośrednio po resecie wyjścia **P2.0** ÷ **P2.3** pozostają w stanie wysokim. W takiej sytuacji poziom niski może zostać na nich wymuszony z zewnątrz, zaś mikrokontroler sterujący ma możliwość stwierdzenia tego faktu poprzez odczyt stanu portu magistralą I²C. Każda linia niezależnie może być używana jako wyjście bądź wejście.

A oto szczegóły:

- zakres napięć wejściowych traktowanych jako stan wysoki: 2 ÷ 16 V
- zakres napięć wejściowych traktowanych jako stan niski: -0.3 ÷ 0.8 V
- prąd pobierany z linii w stanie wysokim: maks. 25 μA
- prąd wpływający do wyjścia w stanie niskim:maks. 4 mA
- napięcie wyjścia w stanie niskim przy wpływającym prądzie 2 mA: maks. 0.4 V

Uwaga. *Korzystanie z linii* ***P2.0*** *wiąże się z pewnymi ograniczeniami, bowiem nóżka ta pełni dodatkowo funkcję wejścia wyboru adresu układu. Więcej szczegółów w następnym punkcie. Ponadto dla układu SAB3036 porty* ***P2.2*** *i* ***P2.3*** *stanowią jednocześnie wejścia automatycznej regulacji częstotliwości* ***AFC+*** *i* ***AFC-****. Obie funkcje wzajemnie się wykluczają, zaś wybór, czy odpowiednie nóżki mają być wykorzystywane jako port, czy stanowić wejścia ARCz należy do konstruktora urządzenia.*

Linie P2.2 i P2.3, używane jako wejścia są wewnętrznie dołączone do rejestrów, w których zapamiętywane są zmiany poziomu mające miejsce pomiędzy dwoma kolejnymi odczytami ich stanu przez mikrokontroler. Problem ten jest przedstawiony przy okazji omawiania bitów P23/1N, P22/1N, P23/0N i P22/0N w punkcie „Odczyt informacji z układu SAB3035/36/37".

Adres układu SAB3035/36/37

Zgodnie z zasadą działania magistrali I²C, każdy dołączony do niej układ posiada swój własny, indywidualny adres. Układy SAB3035/36/37 mają przypisany adres 1 1 0 0 0 A2 A1 0. Bity A2 i A1 mogą być wybrane przez konstruktora urządzenia poprzez odpowiednie podłączenie wyprowadzenia **P2.0**. Działaniem tego wejścia rządzą następujące zasady.

1. Jeśli mikrokontroler kontaktuje się z układem *CITAC* wysyłając adres 1 1 0 0 0 0 0 0, to stan nóżki **P2.0** może być dowolny. Tylko więc w takim przypadku dozwolone jest wykorzystywanie portu **P2.0** jako uniwersalnej linii wejścia / wyjścia.
   W kolejnych punktach zakłada się, że mikrokontroler pozostawia linię **P2.0** w stanie wysokim, a rzeczywiste napięcie panujące na nóżce determinowane jest przez sposób jej dołączenia do elementów zewnętrznych.
2. Podanie na linię **P2.0** napięcia w granicach -0.3 V ÷ 0.8 V powoduje przyporządkowanie układowi adresu 1 1 0 0 0 0 1 0.
3. Podanie na linię **P2.0** napięcia w granicach 2.5 V ÷ $\mathbf{V_{P1}}$-2 V powoduje przyporządkowanie układowi adresu 1 1 0 0 0 1 0 0.
4. Podanie na linię **P2.0** napięcia w granicach $\mathbf{V_{P1}}$-0.3 V ÷ $\mathbf{V_{P1}}$ powoduje przyporządkowanie układowi adresu 1 1 0 0 0 1 1 0.

Jeśli chcemy skontrolować sprawność układu SAB3035/36/37 przy pomocy testera magistrali I²C (opisanego w „Serwisie Elektroniki" nr 1/96 i 2/96), to należy przy jego pomocy wybrać adres wymieniony w punkcie 1 albo, jeśli to nie da rezultatu, jeden z pozostałych trzech adresów właściwy dla sposobu dołączenia linii **P2.0** w badanym urządzeniu.

Stosując rozwiązanie według punktu 1, do wspólnej magistrali można podłączyć tylko jeden układ *CITAC*. Nie może ich być więcej, bowiem niezależnie od podłączenia wejścia **P2.0** każdy z nich „brałby do siebie" każdą transmisję rozpoczynającą się od adresu 1-1-0-0-0-0-0-0. Jeśli korzystamy wyłącznie z pozostałych trzech adresów, to istnieje możliwość sterowania trzema jednakowymi układami dołączonymi zgodnie z punktem 2, 3 i 4.

Sterowanie

Łączność po magistrali I²C mikrokontrolera z układem SAB3035/36/37 może odbywać się w obie strony. Odczyt informacji przez kontroler sterujący omówiony zostanie w następnym punkcie.

Jeśli mikrokontroler wysyła dane, to w jednym cyklu transmisji po adresie nadawane są zawsze dwa bajty. Jeśli pierwszym bitem drugiego bajtu jest jedynka, to pozostałe piętnaście

S	1	1	0	0	0	A2	A1	0	ACK	1	F14	F13	F12	F12	F10	F9	F8	ACK	F7	F6	F5	F4	F3	F2	F1	F0	ACK	P

Rys.4. Protokół przekazywania informacji o częstotliwości z mikrokontrolera do układu SAB3035/36/37

S	1	1	0	0	0	A2	A1	0	ACK	0	0	1	0	1	0	0	1	ACK	AFCT	VTMI0	AFCR1	AFCR0	TUHN1	TUHN0	TUW1	TUW0	ACK	P
S	1	1	0	0	0	A2	A1	0	ACK	0	0	1	0	1	0	1	0	ACK	VTMI1	COIB1	COIB0	AFCS1	AFCS0	TUS2	TUS1	TUS0	ACK	P
S	1	1	0	0	0	A2	A1	0	ACK	0	0	1	0	1	0	1	1	ACK	0	0	0	0	AFCP	FDIVM	TDIRD	TDIRU	ACK	P

Rys.5. Protokół przekazywania dodatkowych informacji służących do sterowania pętlą syntezy częstotliwości.

S	1	1	0	0	0	A2	A1	0	ACK	0	0	1	0	1	0	0	0	ACK	P23	P22	P21	P20	P13	P12	P11	P10	ACK	P
S	1	1	0	0	0	A2	A1	0	ACK	0	0	1	0	0	X2	X1	X0	ACK	0	0	AX5	AX4	AX3	AX2	AX1	AX0	ACK	P

Rys.6. Protokół sterowania portami wyjściowymi i przetwornikami cyfrowo - analogowymi.

S	1	1	0	0	0	A2	A1	1	ACK	FLOCK	FL/1N	FL/0N	FOV	RESN	MWN	0	0	ACK	P23/1N	P23/0N	P22/1N	P22/0N	PI23	PI22	PI21	PI20	ACK	P

Rys.7. Sposób odczytu danych z układu SAB3035/36/37.

nadawanych bitów rozumiane jest przez *CITAC* jako liczba F określająca żądaną częstotliwość dostrojenia. Ilustruje to rysunek 4. Symbol „S" na rysunku 4 (i następnych) oznacza sygnał startu, „P" - sygnał końca transmisji, zaś „ACK" - sygnał potwierdzenia odbioru.

Jeśli pierwszym bitem drugiego bajtu jest zero, to drugi bajt stanowi instrukcję, a właściwe dane przekazywane są dopiero na trzecim bajcie. Zdefiniowane jest pięć różnych instrukcji, trzy pierwsze związane z układem strojenia (rysunek 5), dwie pozostałe związane ze sterowaniem portami i przetwornikami cyfrowo - analogowymi (rysunek 6).

Znaczenie poszczególnych bitów wyszczególnionych na rysunku 5 zostanie omówione w punkcie „Zaawansowane funkcje sterujące układu syntezy częstotliwości".

Jak łatwo się domyśleć, bity P10 ÷ P13 i P20 ÷ P23 decydują o stanie wyjść portów. Wysłanie jedynki powoduje ustawienie odpowiedniego wyjścia w stan wysoki. Po resecie wyjścia portu P1 przyjmują stan niski, zaś linie portu P2 stan wysoki.

Bity AX0 ÷ AX5 stanowią liczbę (0 ÷ 63) określającą poziom napięcia na wyjściu przetwornika cyfrowo - analogowego. Numer przetwornika, którego liczba ta dotyczy podawany jest na ostatnich bitach (X0 ÷ X2) bajtu instrukcji. Wynika stąd, że sekwencja sterująca napięciem wyjściowym przetworników musi być nadawana dla każdego z nich niezależnie. Jeśli w danym momencie chcemy zmienić zawartość wszystkich ośmiu, wysyłanie danych na magistrali musi być powtarzane ośmiokrotnie, za każdym razem z inną końcówką drugiego bajtu transmisji.

***Uwaga**: Z uwagi na brak przetworników C/A w układzie SAB3036, druga sekwencja przedstawiona na rysunku 6 jest przez ten układ ignorowana. Dla układu SAB3037, który zawiera tylko cztery przetworniki bit X2 powinien być równy zero.*

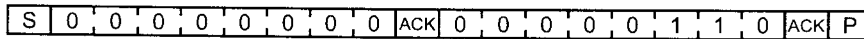
Odczyt informacji z układu *CITAC* wymaga (zgodnie ze standardem magistrali I²C) podania adresu z ostatnim bitem równym jeden. Po wysłaniu adresu następuje odczyt dwóch bajtów zgodnie z rysunkiem 7.

A oto znaczenie poszczególnych bitów:

- FLOCK (*frequency locked*) - jedynka oznacza, że pętla syntezy częstotliwości osiągnęła stan zaskoku (wytwarzana jest żądana częstotliwość).
- FL/1N - zero oznacza, że od czasu ostatniego cyklu odczytu miała miejsce zmiana bitu FLOCK z zera na jedynkę.
- FL/0N - zero oznacza, że od czasu ostatniego cyklu odczytu miała miejsce zmiana bitu FLOCK z jedynki na zero.
- FOV (*frequency overflow*) - jedynka oznacza, że częstotliwość heterodyny przewyższa wartość wpisaną do rejestru F, zero oznacza, że heterodyna oscyluje na częstotliwości niższej.
- RESN - zero wskazuje, że od czasu ostatniego odczytu danych miał miejsce reset układu.
- MWN (*measuring window*) - zero oznacza, że pomiar częstotliwości heterodyny jest w toku.
- P23/1N - zero oznacza, że od ostatniego odczytu danych miała miejsce zmiana stanu z niskiego na wysoki na wejściu **P2.3**.
- P22/1N - jak wyżej, dla wejścia **P2.2**.
- P23/0N - zero oznacza, że od ostatniego odczytu danych miała miejsce zmiana stanu z wysokiego na niski na wejściu **P2.3**.
- P22/0N - jak wyżej, dla wejścia **P2.2**.
- PI23 - stan logiczny wejścia **P2.3** w momencie odczytu.
- PI22 - jak wyżej, dla wejścia **P2.2**.
- PI21 - jak wyżej, dla wejścia **P2.1**.
- PI20 - jak wyżej, dla wejścia **P2.0**.

Reset

Resetowanie układu ma miejsce w chwili gdy napięcie zasilające $\mathbf{V_{P1}}$ spada poniżej 8.5 V (typowo). Po zresetowaniu wszystkie wewnętrzne rejestry układu przyjmują ściśle określony stan początkowy. Resetowanie możliwe jest również na drodze softwarowej, poprzez wysłanie do układu SAB3035/36/37 dwubajtowego komunikatu. Jego postać przedstawiono na rysunku 8. Warto zwrócić uwagę, że po sygnale startu nie



Rys.8. Sposób programowego resetowania układu SAB3035/36/37.

jest generowany adres właściwy dla układów *CITAC*, lecz tak zwany *general call address* (bajt złożony z samych zer, który może uaktywnić odbiór następujących po nim danych także przez inne układy podłączone do magistrali).

Zaawansowane funkcje sterujące układu syntezy częstotliwości

Ten rozdział jest przeznaczony wyłącznie dla konstruktorów urządzeń, którzy układają program sterowania *CITAC* - em i muszą mieć świadomość znaczenia każdego przesłanego do niego bitu. Wszystkie te bity oraz porządek ich transmisji przedstawiono na rysunku 5. Opis ich znaczenia warto poprzedzić krótkim wprowadzeniem.

Napięcie warikapowe uzyskiwane jest na kondensatorze C_{INT} (rys.1) poprzez ładowanie go (lub rozładowywanie) „zastrzykami" ładunku elektrycznego I × T, gdzie I to wartość prądu ładowania a T czas trwania impulsu. Wielkość ładunku I × T wytwarzana przez układ jest wprost proporcjonalna do różnicy częstotliwości żądanej (określonej liczbą F) i zmierzonej (określonej liczbą N). Oznacza to, że czym odstrojenie jest większe, tym zmiana częstotliwości przebiega szybciej. Współczynnik proporcjonalności pomiędzy wpompowywanymi porcjami ładunku a odchyłką częstotliwości stanowi tak zwane wzmocnienie pętli. Minimalna wielkość „zastrzyku" ładunku określa natomiast czułość pętli syntezy częstotliwości.

Układy *CITAC* dopuszczają możliwość stosowania tradycyjnego sposobu utrzymywania dostrojenia do odbieranego sygnału poprzez analogową pętlę ARCz. W tym celu przewidziano dwa różnicowe wejścia napięcia ARCz (**AFC+** i **AFC-**). Nie zawsze są one wykorzystywane przez producentów sprzętu, gdyż stosowanie kwarcowego wzorca częstotliwości stawia pod znakiem zapytania potrzebę korzystania z ARCz.

A oto znaczenie poszczególnych bitów:

AFCT - bit włączający ARCz i wyłączający jednocześnie mechanizm cyfrowej pętli syntezy częstotliwości. Czynność ta zapobiega ciągłemu przestrajaniu o 50 kHz (naprzemian raz w górę, raz w dół). W tym stanie potrzebne jest jednak stałe kontrolowanie bitu FLOCK aby wykryć sytuację, gdy zbyt duże odstrojenie wymaga ponownego załączenia pętli.

VTIM0, VTMI1 - bity określające dolną granicę napięcia warikapowego na około 400, 550 lub 800 mV (górna granica jest niezależna i wynosi około V_{P3} - 1 V).

AFCR1, AFCR0 - bity określające zakres trzymania ARCz. Możliwy jest wybór przedziałów częstotliwości o szerokości 0, 700 lub 1500 kHz.

TUHN1, TUHN0 - bity regulujące prąd ładowania I.

TUW1, TUW0 - bity określające szerokość przedziału częstotliwości, w obrębie którego dostrojenie jest uznawane za poprawne. Można wybrać pomiędzy zerem, 100 kHz i 300 kHz. Wybór najwęższego przedziału spowoduje ciągłe działanie pętli i cykliczne korygowanie częstotliwości raz w jedną raz w drugą stronę.

COIB1, COIB0 - bity kształtujące charakterystykę czułości pętli w funkcji wartości napięcia warikapowego. Czym bardziej charakterystyka przestrajania użytej głowicy (częstotliwość w funkcji napięcia) robi się stroma dla wyższych częstotliwości, tym większą liczbę należy wpisać na tych pozycjach.

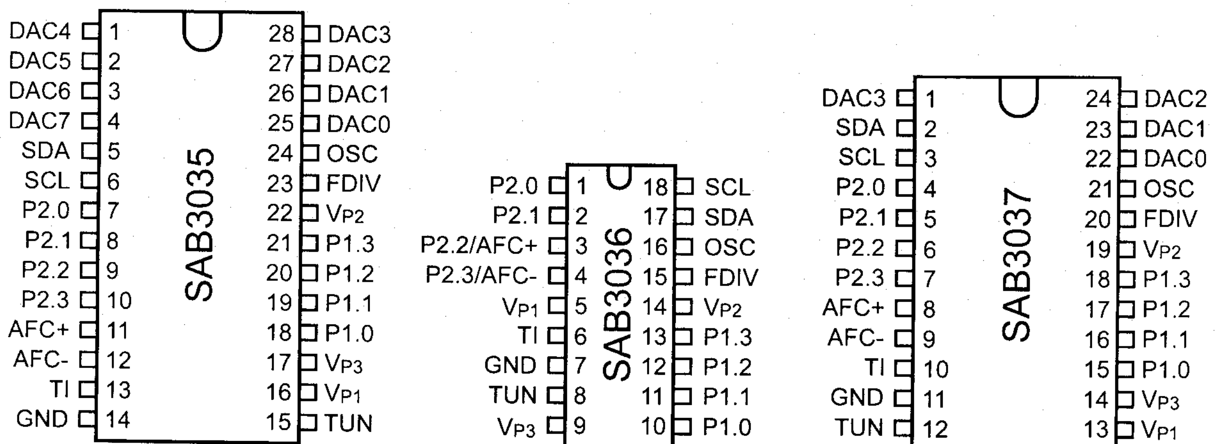
AFCS1, AFCS0 - bity określające czułość ARCz.

TUS2, TUS1, TUS0 - bity ustalające minimalne „zastrzyki" ładunku I × T, a więc określające czułość pętli.

AFCP - wybór polaryzacji ARCz, to znaczy kierunku oddziaływania odpowiadającemu polaryzacji napięcia różnicowego przyłożonego do wyprowadzeń **AFC+** i **AFC-**

FDIVM - wybór szerokości impulsu podstawy czasu. Dla prescalera ÷256 należy tu wpisać zero (taką wartość przyjmuje bit po resecie), dla prescalera ÷64 potrzebna jest jedynka.

TDIRD, TDIRU - bity w czasie normalnej pracy powinny mieć wartość zero. Jeśli jednak pętla wejdzie w obszar gdzie heterodyna przestaje oscylować, ustawienie odpowiedniego bitu na jedynkę zmusza pętlę do przestrojenia w dół (TDIRD = 1) lub w górę (TDIRU = 1).



Rys.9. Funkcje wyprowadzeń układów SAB3035/36/37.

Zamienniki

Układy SAB3035/36/37 nie posiadają zamienników oferowanych przez innych producentów. O ile się orientuję nie ma jednak większych problemów z ich zdobyciem (może poza SAB3036, z którym jeszcze nigdy nie miałem do czynienia). Nieoczekiwanie jednak kształtują się ich ceny. Otóż kilka znanych mi firm handlowych oferuje układ SAB3037 dwukrotnie drożej niż SAB3035. Przyczyn takiego stanu rzeczy nie podejmuję się wyjaśniać (prawdopodobnie wynika to z dostępności spowodowanej jakąś dużą wyprzedażą zapasów tego drugiego). Warto jednak rozważyć zastąpienie droższego i prostszego układu SAB3037 tańszym i bardziej rozbudowanym SAB3035. Zamiana (oczywiście tylko w jedną stronę) jest w pełni możliwa pod warunkiem że zastosujemy „przejściówkę" łączącą nóżki układu SAB3035 do odpowiednich punktów lutowniczych pozostałych po wymontowaniu SAB3037. Należy się tu kierować rysunkiem 9, na którym podano rozkład wyprowadzeń wszystkich omawianych układów.

Na koniec chciałbym zwrócić uwagę Czytelników, że z uwagi na niskie ceny scalaków rodziny *CITAC*, a zwłaszcza SAB3035, producenci odbiorników używali je w aplikacjach, w których część układu odpowiedzialna za syntezę częstotliwości nie była w ogóle wykorzystywana. Tak więc sama obecność układu *CITAC* nie zawsze oznacza, że telewizor posiada syntezę częstotliwości. SAB3035 może bowiem z powodzeniem pełnić wyłącznie funkcję interfejsu rozszerzającego możliwości mikrokontrolera o dodatkowe porty i wyjścia analogowe.



Przegląd układów synchronizacji - TDA2593

Wiesława Rec

W pierwszej części artykułu pt. "Przegląd układów synchronizacji" omówione zostały jedne z najstarszych układów scalonych synchronizacji odchylania: TBA920/TBA920S oraz TBA940/TBA950. Układy te wytwarzają impulsy: sterujący stopień odchylania poziomego (linii), zespolony synchronizacji (H + V) oraz synchronizujący układ odchylania pionowego (ramki) - tylko TBA940/TBA950. Mogą one, z racji swojej prostoty, współpracować z torami sygnałowymi (luminancji i chrominancji) wymagającymi, podania jedynie impulsów powrotu linii i ramki.

W torze sygnałowym nowszych odbiorników pojawiły się układy scalone takie jak: TDA2510, TDA2520, TDA2560, czy TDA3500, TDA3510, TDA3520 oraz TDA3530, które do swojej pracy, wymagały podania specjalnego impulsu zwanego, z racji swojego kształtu, impulsem *sandcastle*. Pociągnęło to za sobą, konieczność opracowania rodziny układów scalonych synchronizacji, które obok pełnienia swoich dotychczasowych funkcji, wytwarzałyby impuls *sandcastle.* Do takich układów należy między innymi produkowany przez firmę Philips **TDA2593** oraz jego polski odpowiednik UL1263N.

Tabela 1

Nazwa parametru	Oznaczenie	Wartość			Jednostka
		min	typ	max	
Napięcie zasilania	V_1	4	12	13,2	V
Pobór prądu	I_1		30		mA
Napięcie zasilania	V_2			18	V
Prąd szczytowy (odchyl. tyrystor.)	I_{2M}			650	mA
Prąd szczytowy (odchyl. tranzyst.)	I_{2M}			400	mA
Sygnał Video (pin9)					
Napięcie wejściowe międzyszczytowe	$V_{in\ p-p}$	0,8	3	6	V
Impuls powrotu (pin6)					
Napięcie wejściowe szczytowe	V_{6pk}	-0,7	1,4	1,4	V
Przełącznik VCR (pin11)					
Napięcie wejściowe - stan niski	V_{11}	0		2.5	V
- stan wysoki	V_{11}	9		13.2	V
Impuls synchronizacji ramki (pin8)					
Napięcie wyjściowe międzyszczytowe	$V_{8\ p-p}$	10	11		V
Impuls bramkowania przebiegu "burst" (pin7)					
Napięcie wyjściowe międzyszczytowe	$V_{7\ p-p}$	10	11		V
Impuls sterujący (pin3)					
Napięcie wyjściowe międzyszczytowe	$V_{3\ p-p}$		10,5		V

Podstawowe parametry układu TDA2593

Układ TDA2593 posiada:

- Oscylator linii - bazujący na zasadzie przełącznika progowego
- Układ porównania fazy φ1 pomiędzy impulsami synchronizującymi, a przebiegiem oscylatora,
- Wewnętrzny impuls kluczujący detektor fazy φ1 (dodatkowy ogranicznik szumu),
- Układ porównania fazy φ2 pomiędzy impulsem powrotu linii i przebiegiem oscylatora,
- Detektor koincydencyjny φ3 pomiędzy impulsami synchronizacji i impulsami kluczującymi, pozwalający uzyskać większy zakres zaskoku,
- Przełącznik zmiany charakterystyki filtru i układu bramki (VCR),
- Separator impulsów synchronizacji,
- Separator szumu,
- Separator oraz stopień wyjściowy impulsów synchronizacji odchylania pionowego.
- Generator impulsu *sandcastle*,
- Przesuwnik fazy impulsu wyjściowego,
- Przełącznik czasu trwania impulsu wyjściowego,
- Stopień wyjściowy z oddzielnym napięciem zasilającym przeznaczonym do bezpośredniego sterowania tyrystorowego układu odchylania,
- Układ zabezpieczający przed zbyt niskim napięciem zasilającym.

Podstawowe parametry układu TDA2593 przedstwiono w tabeli 1.

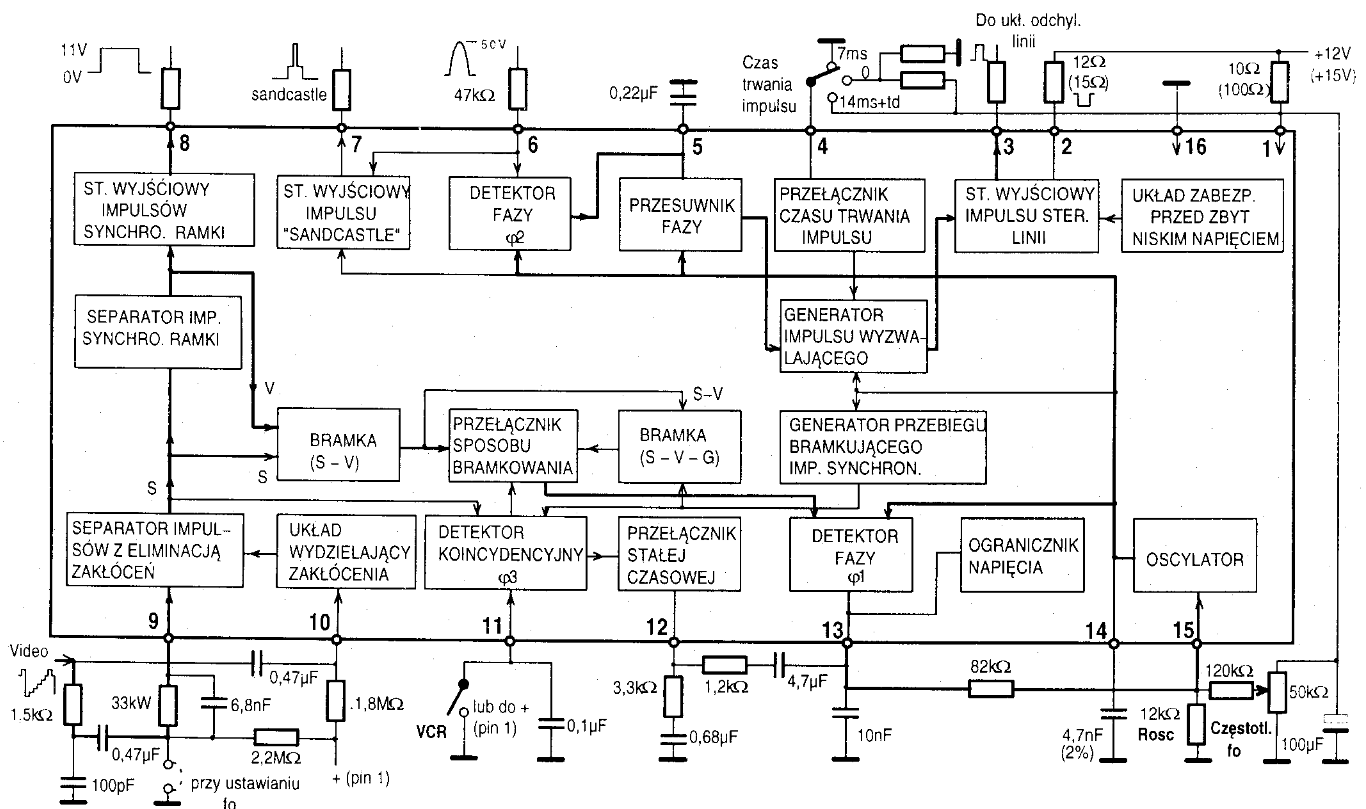
Zasada działania układu TDA2593

Układ scalony TDA2593, którego schemat aplikacyjny przedstawiono na rysunku 1, przeznaczony jest do pracy w urządzeniach telewizyjnych, z tranzystorowym układem odchylania linii oraz z torem wizyjnym wymagającym podania impulsu *sandcastle*. Układ przystosowany jest do podania na wejście (pin 9) sygnału wizyjnego, względnie kompletnego sygnału synchronizacji o polaryzacji negatywowej (impuls synchronizacji skierowany „w górę").

Sygnał wizyjny podawany jest jednocześnie na wejścia: układu separatora impulsów (pin 9) oraz układu eliminującego zakłócenia (pin10). Zadaniem tych układów jest wydzielenie impulsów synchronizacji z całkowitego sygnału wizyjnego, przy całkowitej eliminacji zakłóceń. Elementy RC obwodu wejściowego separatora są tak dobrane, aby układ pracował stabilnie w szerokim zakresie napięć wejściowych (1 do 6Vp-p) oraz był odporny na zakłócenia (pojedyncze lub seryjne).

Wydzielony z całkowitego sygnału wizyjnego ciąg impulsów synchronizujących S (patrz rys.1) podawany jest na wejście separatora impulsów synchronizacji odchylania pionowego (ramki). Wydzielenie impulsów synchronizacji ramki odbywa się, podobnie jak ma to miejsce w układach scalonych TBA940/TBA950, na drodze wielokrotnego całkowania i ograniczania zespolonego sygnału synchronizacji S. Nie wymagane jest jednak stosowanie elementów zewnętrznych. Powstałe impulsy synchronizujące odchylania pionowego wyprowadzone są na wyjściu 8.

Generator impulsów sterujących układ odchylania poziomego działa na zasadzie cyklicznego ładowania i rozładowania kondensatora 4,7nF podłączonego do wyprowadzenia 14.



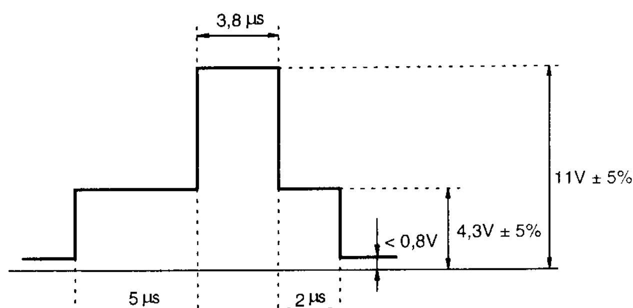
Rys.1. Schemat aplikacyjny układu scalonego TDA2593.

Ładowanie i rozładowanie tego kondensatora wymuszone jest przez dwa wewnętrzne źródła prądowe, których wydajność prądowa regulowana jest za pomocą dodatkowego potencjału podanego na wyprowadzenie 15. Jak można zauważyć, o częstotliwości generatora impulsów sterujących stopień końcowy linii, decydują elementy RC podłączone do wyprowadzeń 14 i 15.

TDA2593 zapewnia bezpieczną i stabilną pracę układu odchylania poziomego, w szerokim zakresie zmian napięcia zasilającego. Wewnętrzny układu zabezpieczający przed nadmiernym spadkiem napięcia zasilającego, blokuje powstawanie impulsów sterujących linii dla napięć zasilających o wartości poniżej 3,8V.

Detektor fazy φ1 realizuje pośrednią synchronizację generatora linii, poprzez porównywanie chwilowych wartości faz impulsów: synchronizacji (z selektora) oraz piłozębnych (z generatora linii). Powstałe na skutek różnicy faz napięcie reguluje odpowiednio częstotliwość generatora linii. Pomiędzy detektor a generator linii włączony jest filtr o określonej częstotliwości granicznej. Im większa jest częstotliwość graniczna tego filtru, tym większy jest zakres zaskoku układu synchronizacji, ale i większa jego podatność na zakłócenia. Z punktu widzenia jakości pracy układu synchronizacji, pożądany jest jak największy zakres zaskoku oraz duża odporność na zakłócenia. Potrzeba spełnienia tych sprzecznych ze sobą wymagań, spowodowała konieczność wprowadzenia układu automatycznego przełączania stałej czasowej filtru. Zadaniem tego układu jest, w przypadku gdy nastąpi zasynchronizowanie impulsów powrotu linii z impulsami pochodzącymi z selektora, utworzenie dodatkowej pojemności i podłączenie jej do wyprowadzenia 12). Prowadzi to do zmniejszenia częstotliwości granicznej filtru, a co za tym idzie, do zwiększenia odporności układu synchronizacji na zakłócenia szumowe i impulsowe. Elementami zewnętrznymi filtru są kondensatory oraz rezystory podłączone do wyprowadzeń 12 i 13.

Przy współpracy odbiornika z magnetowidem występuje zjawisko pozornej, chwilowej zmiany częstotliwości impulsów synchronizacji poziomej, wywołane nierównomiernością biegu taśmy magnetowidowej. Zjawisko to powoduje, w przypadku dużej stałej czasowej filtru (tzn. przy małym zakresie zaskoku), wystąpienie falującej obwiedni na bocznych krawędziach obrazu. Z tego względu przy współpracy z magnetowidem wskazana jest praca odbiornika z dużym zakresem zaskoku. Blokadę automatycznego przełącznika stałej czasowej realizuje się poprzez podanie na wyprowadzenie 11 napięcia +12V. Rezystor szeregowy ogranicza tutaj prąd płynący przez przełącznik.



Rys.2. Poziomy napięć impulsu *sandcastle.*

Układ TDA2593 daje możliwość regulacji położenia obrazu względem rastru. Osiąga się to przez zmianę stałego potencjału na wyprowadzeniu 5. Podłączony do niego kondensator stanowi filtr pętli fazowej układu korekcji fazy.

Na wyprowadzenie 6 podawane są impulsy powrotu linii poprzez szeregowy rezystor ograniczający szczytowy prąd.

Na wyprowadzeniu 7 pojawiają się impulsy *sandcastle*, które są formowane z impulsów: generatora linii oraz powrotu linii. Prawidłowe poziomy napięć impulsu *sandcastle* podane są na rysunku 2.

Dalsza ewolucja w torze kolorowym, polegająca na wprowadzeniu takich układów scalonych jak TDA4510, TDA4555/TDA4556, TDA3505/TDA3506, które do prawidłowej pracy, wymagają dostarczenia trzypoziomowego impulsu *sandcastle*, zwanego impulsem *supersandcastle*, pociągnęła za sobą potrzebę opracowania dalszych układów synchronizacji, które obok dotychczasowych funkcji, dostarczałyby takiego impulsu. Do takich układów należy między innymi **TDA2595**. Zostanie on opisany w następnej części artykułu.



Magnetowidy - zestawienie modeli o takiej samej konstrukcji mechanicznej (cz. 17)

Model		Model bazowy	
UNIVERSUM	013124	SAMSUNG	VB510
UNIVERSUM	014097	PHILIPS	VR6460
UNIVERSUM	014192	JVC	HRD110
UNIVERSUM	016193	JVC	HRD110
UNIVERSUM	017204	AKAI	VS105
UNIVERSUM	017210	AKAI	VS105
UNIVERSUM	018537	ORION	VH250
UNIVERSUM	018540	FUNAI	VCR4800
UNIVERSUM	018987	GRUNDIG	VS300
UNIVERSUM	018988	GRUNDIG	VS380
UNIVERSUM	018989	GRUNDIG	VS150
UNIVERSUM	020938	BLAUPUNKT	RTV222
UNIVERSUM	021046	SONY	SLHF100
UNIVERSUM	021608	GRUNDIG	2x4 1600

Model		Model bazowy	
UNIVERSUM	022142	BLAUPUNKT	RTV214
UNIVERSUM	022172	TOSHIBA	V9600
UNIVERSUM	024341	GRUNDIG	2x4 1600
UNIVERSUM	024342	GRUNDIG	2x4 1600
UNIVERSUM	024353	GRUNDIG	VS180
UNIVERSUM	024585	BLAUPUNKT	RTV200
UNIVERSUM	025796	BLAUPUNKT	RTV348
UNIVERSUM	026883	BLAUPUNKT	RTV200
UNIVERSUM	026978	BLAUPUNKT	RTX200
UNIVERSUM	027265	ORION	VH212
UNIVERSUM	027266	ORION	VH212
UNIVERSUM	027268	PHILIPS	VR2340
UNIVERSUM	027851	NEC	PVC766
UNIVERSUM	029669	GRUNDIG	2x4 800

Model		Model bazowy	
UNIVERSUM	029906	ORION	VH212
UNIVERSUM	030491	AKAI	VS9700
UNIVERSUM	031564	GRUNDIG	VS380
UNIVERSUM	031845	GRUNDIG	VS180
UNIVERSUM	031847	GRUNDIG	VS180
UNIVERSUM	032908	ORION	VH600
UNIVERSUM	032909	ORION	VH2004
UNIVERSUM	065008	PANASONIC	NVG40
UNIVERSUM	065009	PANASONIC	NVFS1
UNIVERSUM	065011	GRUNDIG	VS520
UNIVERSUM	065019	PHILIPS	VR6467
UNIVERSUM	065087	AKAI	VS35
UNIVERSUM	065090	FUNAI	VCR5800
UNIVERSUM	065091	FUNAI	VCR4530
UNIVERSUM	065092	FUNAI	VCR4530
UNIVERSUM	065100	SANYO	VHRD500
UNIVERSUM	065116	GOLDSTAR	GHV1290
UNIVERSUM	065117	GOLDSTAR	GHV1290
UNIVERSUM	065118	GOLDSTAR	GHV1290
UNIVERSUM	065119	GOLDSTAR	GHV1290
UNIVERSUM	065120	PANASONIC	NVD48
UNIVERSUM	065137	HITACHI	VT510
UNIVERSUM	065138	HITACHI	VT530
UNIVERSUM	065143	HITACHI	VT540
UNIVERSUM	065144	NEC	DX1600
UNIVERSUM	065145	NEC	DX2000
UNIVERSUM	065281	AKAI	VS35
UNIVERSUM	065525	GOLDSTAR	GHV1261
UNIVERSUM	065526	GOLDSTAR	GHV1261
UNIVERSUM	065527	GOLDSTAR	GHV1290
UNIVERSUM	065528	ORION	VH1030
UNIVERSUM	065564	PANASONIC	NVF70
UNIVERSUM	065566	SANYO	VHR4300
UNIVERSUM	065567	SANYO	VHRD4400
UNIVERSUM	065568	HITACHI	VTS80
UNIVERSUM	065580	GRUNDIG	VS530
UNIVERSUM	065626	AKAI	VS35
UNIVERSUM	065664	PANASONIC	NVFS1
UNIVERSUM	065665	PHILIPS	VR6467
UNIVERSUM	065685	PANASONIC	NVF70
UNIVERSUM	065741	HITACHI	VT510
UNIVERSUM	065743	HITACHI	VT530
UNIVERSUM	065744	HITACHI	VT540
UNIVERSUM	065745	PHILIPS	VR6467
UNIVERSUM	065746	HITACHI	VT570
UNIVERSUM	065747	PHILIPS	VR6467
UNIVERSUM	065748	ORION	VH2189
UNIVERSUM	065749	PHILIPS	VR6760
UNIVERSUM	065753	AKAI	VS425
UNIVERSUM	065754	PANASONIC	NVG45
UNIVERSUM	065756	ORION	VH2400
UNIVERSUM	065934	ORION	VH2189
UNIVERSUM	065935	ORION	VH2189
UNIVERSUM	068927	PANASONIC	NVG7
UNIVERSUM	068928	GRUNDIG	VS340
UNIVERSUM	068954	AKAI	VS512
UNIVERSUM	068969	HITACHI	VT100
UNIVERSUM	068970	SAMSUNG	VB717
UNIVERSUM	069044	PHILIPS	VR6760
UNIVERSUM	069133	ORION	VH640
UNIVERSUM	069141	ORION	VH630
UNIVERSUM	069165	GOLDSTAR	GHV1240P
UNIVERSUM	069166	HITACHI	VT100
UNIVERSUM	069181	FUNAI	VCR4800
UNIVERSUM	069227	SAMSUNG	VB900
UNIVERSUM	069231	FUNAI	VCR4800
UNIVERSUM	069265	JVC	HRD755
UNIVERSUM	069339	HITACHI	VT100
UNIVERSUM	069370	ORION	VH2400
UNIVERSUM	069372	GOLDSTAR	GHV1240P
UNIVERSUM	069378	AKAI	VS35
UNIVERSUM	069446	HITACHI	VT400

Model		Model bazowy	
UNIVERSUM	069452	HITACHI	VT100
UNIVERSUM	069466	GOLDSTAR	GHV8000
UNIVERSUM	069468	FUNAI	VCR4800
UNIVERSUM	069510	ORION	VH630
UNIVERSUM	069511	ORION	VH1030
UNIVERSUM	069545	PHILIPS	VR6467
UNIVERSUM	069567	ORION	VH1030
UNIVERSUM	069568	NEC	N9013
UNIVERSUM	069569	TOSHIBA	V73
UNIVERSUM	069576	HITACHI	VT485
UNIVERSUM	069589	PANASONIC	NVG10
UNIVERSUM	069670	FUNAI	VCR4800
UNIVERSUM	069689	PANASONIC	NVG10
UNIVERSUM	069700	SAMSUNG	SVX301
UNIVERSUM	069708	GRUNDIG	VS540
UNIVERSUM	069721	TOSHIBA	V73
UNIVERSUM	069779	NEC	DX3000
UNIVERSUM	069791	TOSHIBA	V73
UNIVERSUM	069793	PANASONIC	NVG10
UNIVERSUM	069842	AKAI	VS20
UNIVERSUM	069846	SAMSUNG	SVX301
UNIVERSUM	069847	ORION	VR2980
UNIVERSUM	069848	GOLDSTAR	GHV1240P
UNIVERSUM	069849	PANASONIC	NVG7
UNIVERSUM	069850	PANASONIC	NVG7
UNIVERSUM	069851	SANYO	VHR3100
UNIVERSUM	069852	HITACHI	VT570
UNIVERSUM	069853	HITACHI	VT570
UNIVERSUM	069913	HITACHI	VT405
UNIVERSUM	069966	AKAI	VS75
UNIVERSUM	135038	HITACHI	VT52
UNIVERSUM	135048	HITACHI	VT52
UNIVERSUM	141938	FISHER	FVHP905
UNIVERSUM	141948	FISHER	FVHP905
UNIVERSUM	141968	JVC	HRD565
UNIVERSUM	141978	SANYO	VHR1500
UNIVERSUM	151978	SANYO	VHR1100
UNIVERSUM	193688	ORION	VH600
UNIVERSUM	311907	PANASONIC	NVG21
UNIVERSUM	421137	HITACHI	VT420
UNIVERSUM	551597	PANASONIC	NVD80
UNIVERSUM	551607	PANASONIC	NVD80
UNIVERSUM	551617	PANASONIC	NVD80
UNIVERSUM	559007	SANYO	VHR3100
UNIVERSUM	559017	SANYO	VHR3100
UNIVERSUM	567427	PANASONIC	NVG7
UNIVERSUM	567437	PANASONIC	NVG21
UNIVERSUM	600947	SANYO	VHRD500
UNIVERSUM	600967	SANYO	VHR3700
UNIVERSUM	680018	FUNAI	VCR4800
UNIVERSUM	729658	FUNAI	VCR4800
UNIVERSUM	765218	PHILIPS	VR6467
UNIVERSUM	765228	PHILIPS	VR6860
UNIVERSUM	765238	PHILIPS	VR6561
UNIVERSUM	768428	HITACHI	VT100
UNIVERSUM	768438	HITACHI	VT100
UNIVERSUM	768448	HITACHI	VT175
UNIVERSUM	768458	HITACHI	VT100
UNIVERSUM	768468	HITACHI	VT130
UNIVERSUM	768478	HITACHI	VT175
UNIVERSUM	779518	JVC	HRD110
UNIVERSUM	779528	JVC	HRD370
UNIVERSUM	779588	PANASONIC	NVG10
UNIVERSUM	779598	PANASONIC	NVH65
UNIVERSUM	779618	PANASONIC	NVH70
UNIVERSUM	779628	SANYO	VHR2300
UNIVERSUM	779638	SANYO	VHR2500
UNIVERSUM	779648	SANYO	VHR2700
UNIVERSUM	782038	NEC	N9013
UNIVERSUM	782048	NEC	N9510
UNIVERSUM	782058	PANASONIC	NVG21

Ciąg dalszy w następnym numerze 

Odbiorniki TV firmy TELEFUNKEN - problemy serwisowe

Krzysztof Połoński

Proponuję podjęcie tematu dotyczącego odbiorników TV firmy TELEFUNKEN, których swego czasu sporo trafiło do naszego kraju w tzw. imporcie indywidualnym, w okresie „przejściowych trudności".

Postaram się podać kilka „tipsów" serwisowych odnośnie chassis 318A, 415/615, 415/615Stereo, 417, 418A i B, 617-618. Przytoczone typy chassis odpowiadają oznaczeniom f-my TELEFUNKEN i mają ponadto swoje warianty sygnowane dla firm SABA i NORDMENDE.

Uwaga: *Bardzo ważne jest, aby naprawiając tego typu odbiorniki dysponować transformatorem separującym, bezwzględnie z regulacją napięcia wtórnego w zakresie od ~20V do ~250V (przy uszkodzeniach lawinowych zaoszczędzisz części, czas i nerwy).*

Problemy z jakimi można się spotkać w chassis 415 i 615 oraz 415A i 615A1,2,3 B3 nie powinny nastręczać kłopotów w trakcie serwisu, gdyż konstrukcja ich jest w miarę prosta, a występujące symptomy defektów są na ogół typowe, same naprowadzają na ich lokalizację i raczej nie wymagają szczególnego traktowania. Więcej uwagi należy poświęcić chassis: 418A, 418B i 617-618 we wszystkich wersjach. W poniższych tekstach nie będą zamieszczone fragmenty schematów, ponieważ nieodzowne jest dysponowanie pełnymi schematami w trakcie przeprowadzania napraw.

CHASSIS 418A (Telefunken), F-20-9 (Nordmende)

Zasilacz użyty w tych chassis pracuje w dwóch różnych stanach, tj. SAND-BY (dalej SB) i POWER-ON (dalej PO). W stanie SB zasilacz przetwarza tyle energii ile konieczne jest dla podtrzymania „życia". Dioda LED świeci się (ale nie w pełni), a impulsy na kolektorze TP29 mają wypełnienie 1:7. Napięcie U2 ma wartość ok. 9V oraz Usys (U1) osiąga wartość prawie nominalną. Niezbędny dla pracy w trybie SB impuls G1 tworzony jest przez tranzystory TP02/03/09/12.

Po przejściu do pracy PO impuls wykorzystywany w trybie SB nie jest potrzebny i tranzystory TP02/03/09/12 nie pracują, natomiast źródłem sterowania dla zasilacza stają się impulsy G5 po przetworzeniu ich z G3 i BA, który pochodzi z uzwojenia wtórnego (pin 9) trafa linii. W formowaniu tego impulsu biorą udział tranzystory T54 i T69 oraz T53 pracujący jako modulator wypełnienia, co decyduje o wartości napięcia Usys.

Uwaga: *W tym typie chassis nie ma możliwości stosowania jako próbnego obciążenia np. żarówki. Wynika to z faktu, że jako informację zwrotną określającą, poprzez układ regulacji, wartość napięć wyjściowych zasilacza, wykorzystuje się impulsy pochodzące z trafopowielacza (pin9). Odłączenie obciążenia (stopnia mocy H) może skończyć się bardzo poważnymi uszkodzeniami.*

Wstępne badania podczas serwisowania chassis 418B pomocne przy lokalizacji defektu:

- Zasilacz nie pracuje (telewizor nie daje się włączyć, brak impulsu H z pinu 39 IV01). Należy odłączyć punkty transformatora przetwornicy po stronie wtórnej 12, 14, 21, 22, (20, 16, 18 nie!). Zastosować duże obciążenie dla napięcia Usys (U1), np. zewrzeć kolektor i emiter tranzystora TL19. Powoduje to wymuszenie pracy zasilacza w trybie SB.
- Napięcie U2 zasila IR01 (procesor obsługi). Jego brak może być spowodowany defektem bezpiecznika FP02 wlutowanego do płyty, a nie wykazanego na schematach ideowych.
- Brak napięcia na pinie 40 IV01. Na czas naprawy można zewrzeć emiter i kolektor TR17 pełniącego rolą klucza ON=H i OFF=L.
- Działanie zabezpieczenia ochronnego - tranzystory TV01 i TV02 - (pompowanie 3-4 razy), powoduje blokowanie impulsów dla tranzystora sterującego stopniem mocy H i w konsekwencji brakiem impulsów BA dla zasilacza. Uniemożliwia to włączenie odbiornika, gdyż zablokowane są impulsy H z pinu 39 układu IV01. Zdarzają się defekty TV01, TV02, DV08, DL16 .
- Jeżeli zabezpieczenie powyższe działa, uniemożliwiając normalny start, to w celu diagnostycznym można wylutować TV01. W przypadku braku poprawnej pracy, świadczyć to może o uszkodzeniu stopnia odchylania pionowego, w tym trafopowielacza, który - **UWAGA!** - występuje w kilku wersjach, w zależności od typu odbiornika (kilka typów w tego samego rodzaju chassis).
- W trakcie przełączania programów odbiornik wyłącza się i sam włącza. Należy wymienić CP18 po pierwotnej stronie zasilacza na kondensator o pojemności 10nF (dotyczy wyłącznie odbiorników z kineskopem do 42 cm).
- Gdy telewizor pracuje tylko w trybie SB i nie daje się włączyć, najczęściej uszkodzone są RL11 i DL11.
- Zasilacz „pompuje" nie przechodząc do trybu POWER-ON co może być spowodowane defektem stopnia mocy toru audio (wyjąć moduł z chassis).
- Występujący problem nie każdorazowego startu zasilacza wiąże się z utratą pojemności kondensatorów CP06 i CP28.

Wykaz niezbędnych elementów do przeprowadzenia naprawy chassis 418A:

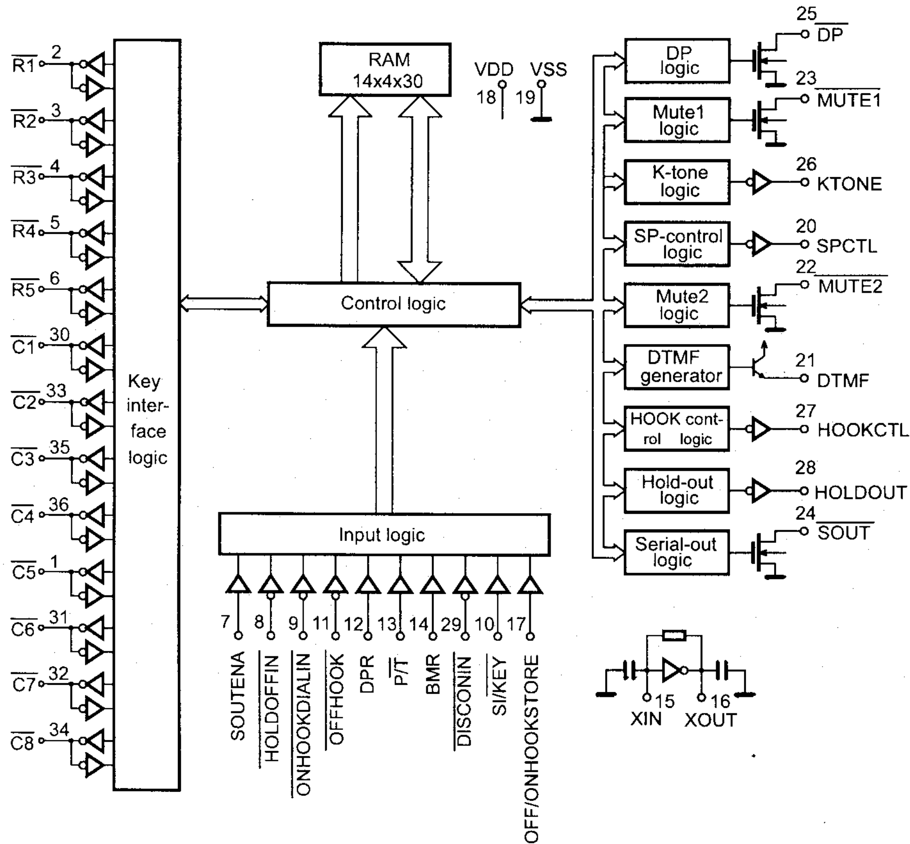
1. TP29 - S2000AF,
2. TL19 - S2000AF (wariant odbiornika z korekcją O-W),
3. TL19 - S2055AF (wariant odbiornika bez korekcji O-W),
4. DL11 - BA157,
5. IF01 - TL082 (vertical),
6. FP02 - 630mA (bezpiecznik do druku, nie oznaczony na schemacie)
7. RL11 - 15 Ω/0,5W (rezystor bezpiecznikowy),
8. CP28 - 100 μF/63V.

W następnej części - Chassis 617 i 618.

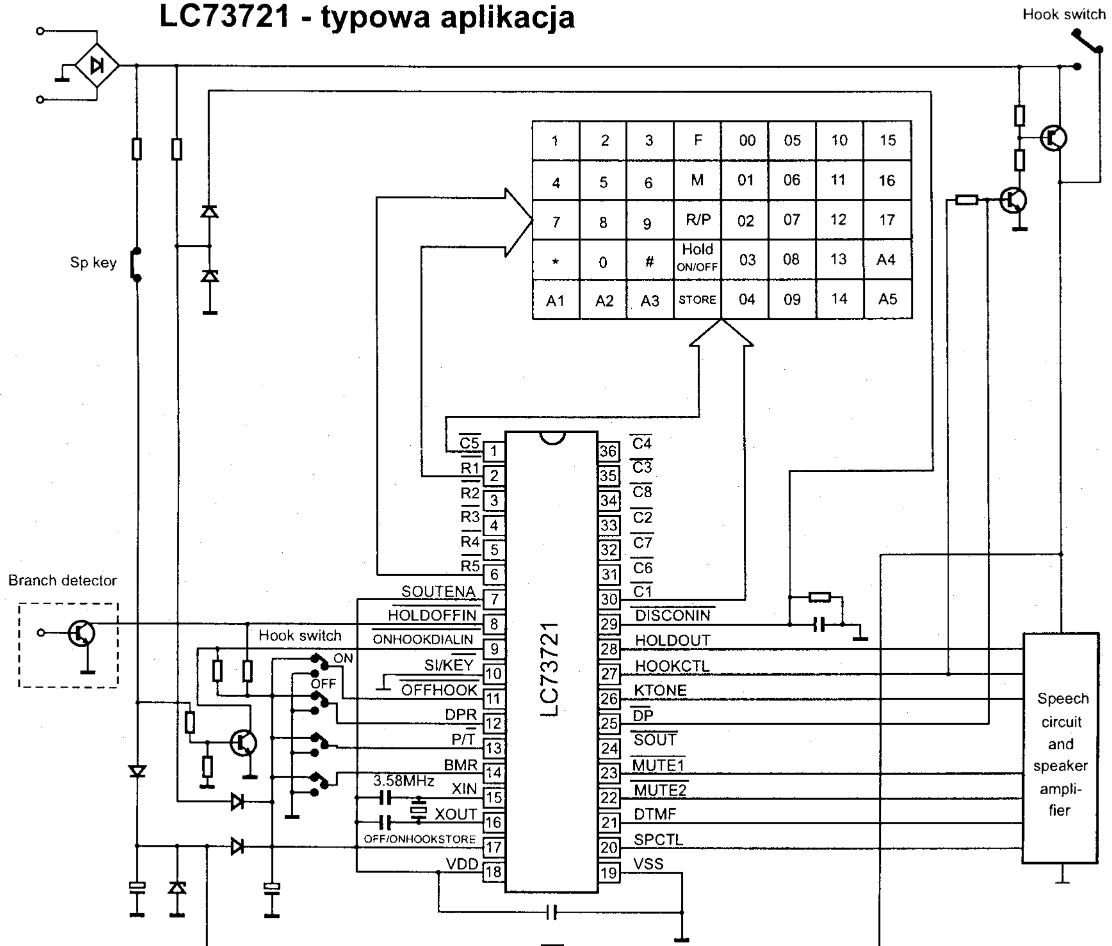


Układy scalone Sanyo w telefonach

LC73721 - schemat blokowy



LC73721 - typowa aplikacja



Układy scalone Sanyo w telefonach

Mikrokontrolery

Oznaczenie	Pamięć		Typowe zastosowanie
	ROM	RAM	
LC66354A	4096 x 8	512 x 4	Telefony bezprzewodowe, automatyczne sekretarki
LC66356A	6144 x 8		
LC66358A	8192 x 8		
LC66E308	8192 x 8		
LC66P308	8192 x 8		
LC66404A	4096 x 8	512 x 4	
LC66406A	6144 x 8		
LC66408A	8192 x 8		
LC66E408	8192 x 8		
LC66P408	8192 x 8		
LC66556A	6144 x 8	512 x 4	
LC66558A	8192 x 8		
LC66562A	12288 x 8		
LC66566A	16384 x 8		
LC66E516	16384 x 8		
LC66P516	16384 x 8		
LC6546	1024 x 8	64 x 4	Telefony bezprzewodowe
LC6543	2048 x 8	128 x 4	

Oznaczenie	Pamięć		Typowe zastosowanie
	ROM	RAM	
LC5862H	2048 x 16	256 x 4	Telefony z wyświetlaczem LCD
LC5863H	3072 x 16		
LC5864H	4096 x 16		
LC5866H	6144 x 16		
LC5868H	8192 x 16		
LC5872	2048 x 16		
LC5873	3072 x 16		
LC5874	4096 x 16		
LC5876	6144 x 16		
LC58E68	8192 x 16		
LC86104A/C	4096 x 8	128 x 8	Telefony z matrycą LCD
LC86108A/C	8192 x 8		

Pamięci

Oznaczenie	Charakterystyka
LC321000AP-70/80	1Mbit (1048576x1) RAM dynamiczny
LC321000AJ-70/80	
LC321000AZ-70/80	
LC36256AL-70/85/10/12	256 Kbit (32 768 x 8) RAM statyczny
LC36256AML-70/80/10/12	

Moduły LCD

- **Seria DM**

Oznaczenie	Ilość znaków	Wymiary modułu W x H x T (mm)	Kontroler/sterownik
DM0811	8 x 1	40.0 x 19.7 x 7.8	LC7985NC
DM0816	8 x 1	59.0 x 25.8 x 8.3	LC7985NC
DM1610	16 x 1	85.0 x 32.6 x 10.0	LC7985NA, LC7930N
DM161B	16 x 1	85.0 x 32.6 x 10.0	LC7985NA
DM1613	16 x 1	80.0 x 36.0 x 10.0	LC7985NA
DM1620	16 x 2	85.0 x 32.6 x 10.0	LC7985NA, LC7930N
DM1621	16 x 2	84.0 x 44.0 x 10.0	LC7985NA, LC7930N
DM1622	16 x 2	85.0 x 36.0 x 9.6	LC7985NA, LC7930N
DM1623	16 x 2	80.0 x 36.0 x 10.0	LC7985NA, LC7930N
DM1640	16 x 4	77.0 x 51.0 x 11.0	LC7985NA i MSM5839Cx3
DM2011	20 x 1	90.0 x 25.0 x 10.0	SED1200D$_{OA}$
DM2021	20 x 2	116.0 x 32.5 x 9.0	LC7985NA, SED1181FLA(NJU6417)
DM2023	20 x 2	116.0 x 32.5 x 9.0	LC7985NA, SED1181FLA(NJU6417)
DM2410	24 x 1	126.0 x 36.0 x 10.0	LC7985NA, LC7930Nx2
DM2423	24 x 2	118.0 x 36.0 x 10.0	LC7985NA, LC7930Nx2
DM4011	40 x 1	182.0 x 33.0 x 10.0	LC7985NA, LC7930Nx4
DM4021	40 x 2	182.0 x 33.0 x 10.0	LC7985NA, LC7930Nx4

- **Seria DG**

Oznaczenie	Ilość punktów (Y x X)	Wymiary modułu W x H x T (mm)	Kontroler/sterownik
DG04241	40 x 240	190 x 54 x 12	Wbudowany kontroler LCD LC7980
DG05122	56 x 128	85 x 38 x 13.5	Wbudowany sterownik LCD HD61203 z RAM'em
DG06241	64 x 240	180 x 75 x 12	LC7942, LC7940
DG06243	64 x 240	180 x 65 x 13	Wbudowany kontroler LCD T6963C
DG06245	64 x 240	180 x 65 x 17	Wbudowany kontroler LCD T6963C z podświetleniem

Tranzystory w.cz. w telefonach bezprzewodowych

2SC4365 - wzmacniacz RF, przedwzmacniacz, mikser
2SC4673 - wzmacniacz mocy
2SC2814 - oscylator

2SC4269 - VCO
2SC463, 2SK771, 2SK536 - filtr dolnoprzepustowy

Porady serwisowe

Zbigniew Krauze, Jacek Skulski, Jerzy Rzepka, Rafał Kuta

OTVC FISHER FTS 777 DVT

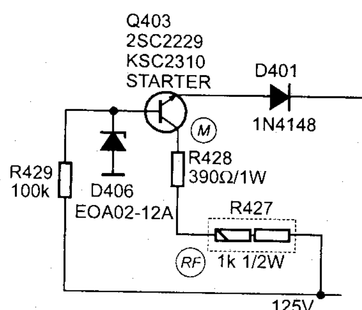
Podczas pracy odbiornika przez otwory wentylacyjne wydostało się nieco dymu, a następnie zniknęła fonia. Uszkodzeniu uległy następujące elementy: R220 (1E5 w przetwornicy napięcia), R43 (100Ω), C35 (2200μF/25V) oraz IC3 (TDA4930) - elementy te znajdują się w bloku sygnałowym. Prawdopodobną przyczyną uszkodzenia była niestabilnie pracująca przetwornica napięcia, dlatego przy naprawie odbiornika warto sprawdzić, a najlepiej wymienić na nowe, kondensatory po „pierwotnej" stronie przetwornicy oraz sprawdzić stan kondensatorów C41 i C42 (2200μF/25V) w bloku sygnałowym. Trudno dostępny układ TDA4930 można zastąpić układem TDA1521 (niestety w tym przypadku musimy zmienić nieco aplikację oraz sposób mocowania układu do radiatora). W przypadku braku oryginalnego schematu odbiornika możemy skorzystać z bardzo podobnego schematu odbiornika UHER 267 (zbiór schematów nr 6 wydawnictwa NEXT).

Z.K.

OTVC SAMSUNG CX 512 ZSE

Odbiornik nie włącza się do stanu pracy. Uszkodzonym elementem okazał się rezystor „zabezpieczający" R427 (1kΩ/0,5W). Po jego wymianie, odbiornik pracuje prawidłowo. Prawdopodobną przyczyną usterki był nieumiejętny montaż gniazd wyprowadzających sygnały AUDIO i VIDEO (do odtwarzacza VIDEO z możliwością nagrywania) i zwarcie w układach odbiornika. Fragment schematu odbiornika z rezystorem R427 przedstawiono na rys.1. Inną usterką, dającą podobne objawy, są zanieczyszczone styki przekaźnika RL801. W tym przypadku naprawa polega na zdjęciu obudowy przekaźnika i przeczyszczeniu jego styków.

Z.K.

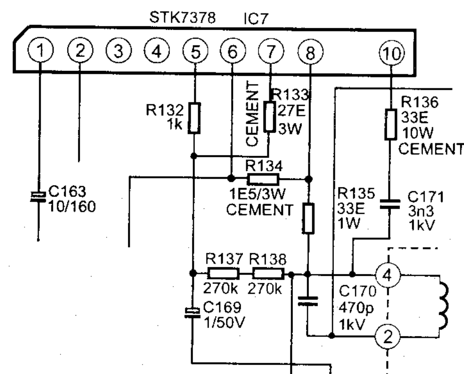


Rys.1. Fragment schematu odbiornika SAMSUNG CX 512 ZSE.

OTVC FUNAI TV-2000A MkII

W tym typie odbiornika TV kilkakrotnie spotkałem się z usterką polegającą na uszkodzeniu kondensatora C171 (rys.2). Najczęściej uszkodzenie to widoczne jest „gołym okiem" - pęknięta obudowa kondensatora. Po wymianie kondensatora odbiornik pracuje prawidłowo.

Z.K.



Rys.2. Fragment przetwornicy odbiornika FUNAI TV-2000A MkII.

OTVC SHARP CV-2131 SC

Odbiornik uległ uszkodzeniu, gdyż do jego wnętrza dostało się trochę wody z doniczki kwiatka wiszącego nad telewizorem. Uszkodzeniu uległ rezystor R701 (6,8Ω/7W) i układ scalony IC701 (IX1148CE). Uszkodzony układ IX1148CE możemy zastąpić układem STRD5441.

Z.K.

OTVC NEPTUN M 541 B

Po włączeniu odbiornika, zarówno obraz jak i fonia są prawidłowe przez około 1 ÷ 2 min., a następnie odbiornik „rozstraja się". Po ponownym dostrojeniu odbiornika potencjometrami programatora obraz i fonia pojawiają się na kilka sekund i usterka powtarza się. Objawy takie mogą sugerować uszkodzenie głowicy w.cz., lecz w tym przypadku przyczyna usterki była gdzie indziej - utlenione styki gniazda G1 na module UBP (wiązka przewodów łącząca moduł UBP z modułem UMC). Po przeczyszczeniu wtyczki i „kołków" odbiornik pracuje prawidłowo. Dodatkową wskazówką przy naprawie może być fakt, że wartość napięcia U_{VAR} na 7 styku wtyczki gniazda G1 nie zmieniała się mimo, że odbiornik rozstrajał się.

Z.K.

OTV HERMES T600

Po około 2 ÷ 3 godz. pracy odbiornika znika obraz, ekran świeci na biało, w głośniku słychać tylko szum. Pomiar napięć na wyprowadzeniach głowicy w.cz. wykazał brak napięcia ARW (praktycznie 0V). Wadliwym elementem okazała się „podkówka" R220 (470kΩ). Po jej wymianie odbiornik pracuje prawidłowo.

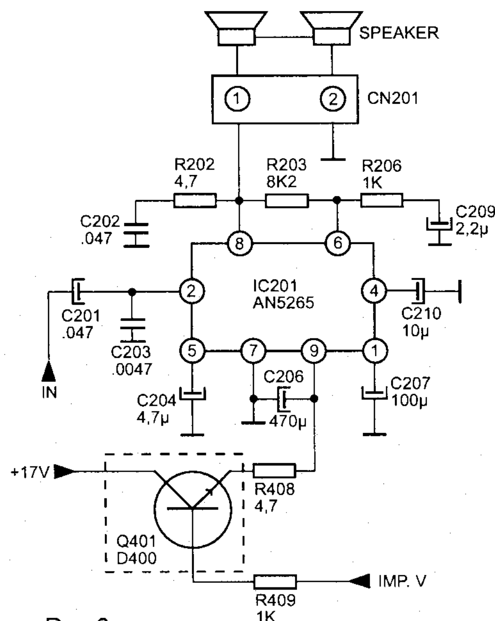
Z.K.

ODBIORNIK ROYAL MODEL TV5106

Odbiornik pracuje, jednak nie ma fonii. Pomiary napięć wykazały brak +17V na nóżce 9 układu scalonego wzmacniacza mocy IC201 AN5265 (napięcie zasilające). Dalsze poszukiwania usterki doprowadziły do zlokalizowania przyczyny uszkodzenia - okazał się nim tranzystor klucz Q401 2SD400 odpowiedzialny

za odłączanie napięcia zasilającego układu IC201 w okresie braku sygnału (np. wstrajanie programów). Tranzystor Q401 miał przerwę.
Fragment schematu ideowego odbiornika TV5106 przedstawia rysunek 3.

J.S.

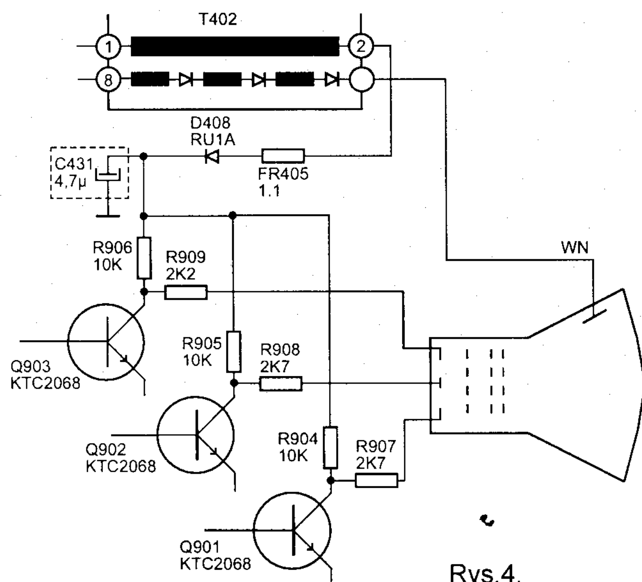


Rys.3.

OTVC CURTIS MODEL PC04A

Odbiornik pracuje, lecz na ekranie widoczne są cienkie linie powrotów. Próba regulacji siatki drugiej nie przynosi zadawalającego rezultatu, to znaczy: powroty znikają, lecz obraz staje się niekontrastowy, obserwujemy również rozmazywanie koloru oraz ciemne smużenia występujące w zależności od jasności scen.
Przyczyną tego stanu okazał się kondensator C431 4,7µ, włączony w układzie zasilania 180V (napięcie zasilające układ wzmacniaczy końcowych wizji).
Fragment schematu ideowego odbiornika CURTIS przedstawia rysunek 4.

J.S.

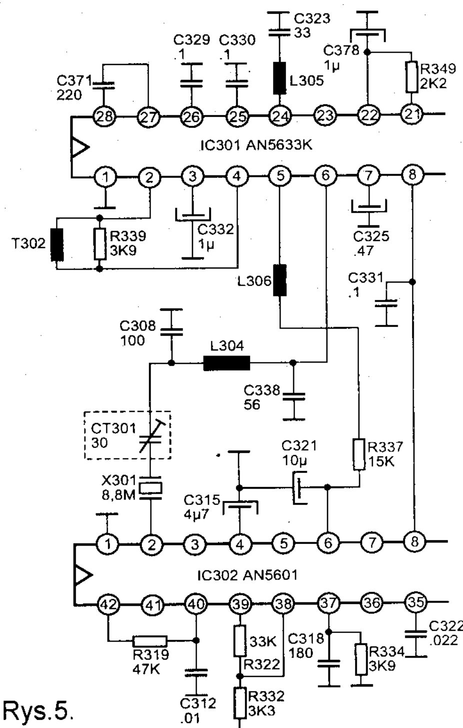


Rys.4.

OTVC ROYAL MODEL TV5115

Telewizor pracuje, jednak nie ma koloru. W przypadku braku koloru naprawę warto rozpocząć od sprawdzenia układu generatora dekodera (kwarc 8,8MHz). W opisywanym przypadku uszkodzonym elementem był kondensator regulowany CT301 30p, włączony w szereg z rezonatorem kwarcowym X301. Próba regulacji CT301 doprowadzała do pojawiania się koloru, jednak po chwili następowało ponowne jego zanikanie (trymer przerywał). Po wymianie CT301 i wstrojeniu go zjawisko zanikania koloru ustąpiło.
Fragment schematu odbiornika TV5115 przedstawia rys. 5.

J.S.



Rys.5.

Neptun M515 (czeski tor sygnałowy)

Po włączeniu odbiornika pojawia się głos i obraz, jednak treść obrazu jest lekko widoczna, słaby kontrast i jaskrawość. Po 2 minutach pojawia się prawidłowa treść. Przyczyną tego jest upływność kondensatora „pamiętającego" prąd upływu i dającego informacje o opóźnieniu włączenia: C423 22µF/16V podłączonego do n.27 U401 TDA3505 modułu UMD-2022.

J.R.

OTVC CURTIS Model 2001

Objawy: Odbiornik nie daje się uruchomić. Po przełączeniu ze stanu czuwania do stanu pracy, wyłącznikiem bądź pilotem, dioda sygnalizacyjna stand-by gaśnie, przekaźnik przełącza się. Po ok. 3 s. dioda się pali, a przekaźnik puszcza. Napięcie w gałęzi głównej zasilania wynosi ok. 50V.

Po wymianie C_{803S} 33µ/160V i diody D_{803S} (BYT78), odbiornik pracuje prawidłowo, napięcie na C_{807S} ma wartość 115V. Kondensator powinien odznaczać się podwyższoną temperaturą pracy, np. 105°C.

R.K.

Procesor wizyjny TDA4680 (cz.1)

Jacek Skrzypkowski

Następnym, skonstruowanym po układzie TDA4580 procesorem wizyjnym f-my PHILIPS, jest układ TDA4680. Omówienie TDA4680 rozpoczynamy od porównania jego właściwości z cechami swojego protoplasty jakim niewątpliwie był procesor TDA4580.

Podstawowe cechy TDA4680

Procesor TDA4680 odróżniają od układu TDA4580 przede wszystkim następujące właściwości :

- sterowanie pracą układu za pośrednictwem szyny I²C dzięki wprowadzeniu układu nadajnika-odbiornika magistrali I²C;
- możliwość utrzymywania punktu bieli na stałym poziomie dzięki wprowadzeniu bloku automatycznej regulacji punktu bieli;
- poszerzone pasmo w poszczególnych kanałach co umożliwia zastosowanie procesora w wysokiej jakości odbiornikach pracujących z częstotliwością odchylania pionowego 100 Hz;
- zmniejszone napięcie zasilania (8V).

Pozostałe rozwiązania zastosowane w TDA4680 to:

- przełącznik sygnałów (sterowany napięciami przełączającymi lub za pośrednictwem szyny I²C) kluczujący dwa niezależne wejścia RGB oraz wejście toru głównego (luminacja i sygnały różnicowe);
- wytwarzanie wewnętrznych impulsów sterujących na podstawie doprowadzonego do układu impulsu SSC; synchronizacja przeprowadzanych regulacji odbywa się z częstotliwością ramki;
- przełączana (I²C), trzysystemowa (PAL-SECAM, NTSC) matryca koloru;
- regulacje kontrastu, nasycenia i jaskrawości odnoszą się do wejść RGB1, RGB2 oraz sygnałów toru głównego;
- automatyczna regulacja punktu odcięcia z kompensacją prądu upływu kineskopu;
- możliwość automatycznej regulacji balansu dynamicznego, przy czym wartości odniesienia są wspólne dla układu automatycznego utrzymywania punktu odcięcia i układu regulacji bieli;
- wyjście analogowej regulacji HUE umożliwiające sterowanie wielosystemowego dekodera koloru pracującego w NTSC; wielkość napięcia wyjściowego regulowana jest za pośrednictwem szyny I²C;
- dwa przełączane stopnie opóźniające, zapobiegające powstawaniu na ekranie błędów jaskrawości, kontrastu i koloru bezpośrednio po włączeniu odbiornika;
- ogranicznik wartości średniej prądu katodowego z wejściem wartości rzeczywistej;
- ogranicznik wartości szczytowej sygnałów wyjściowych procesora;
- układ monitorowania poziomu napięcia zasilającego.

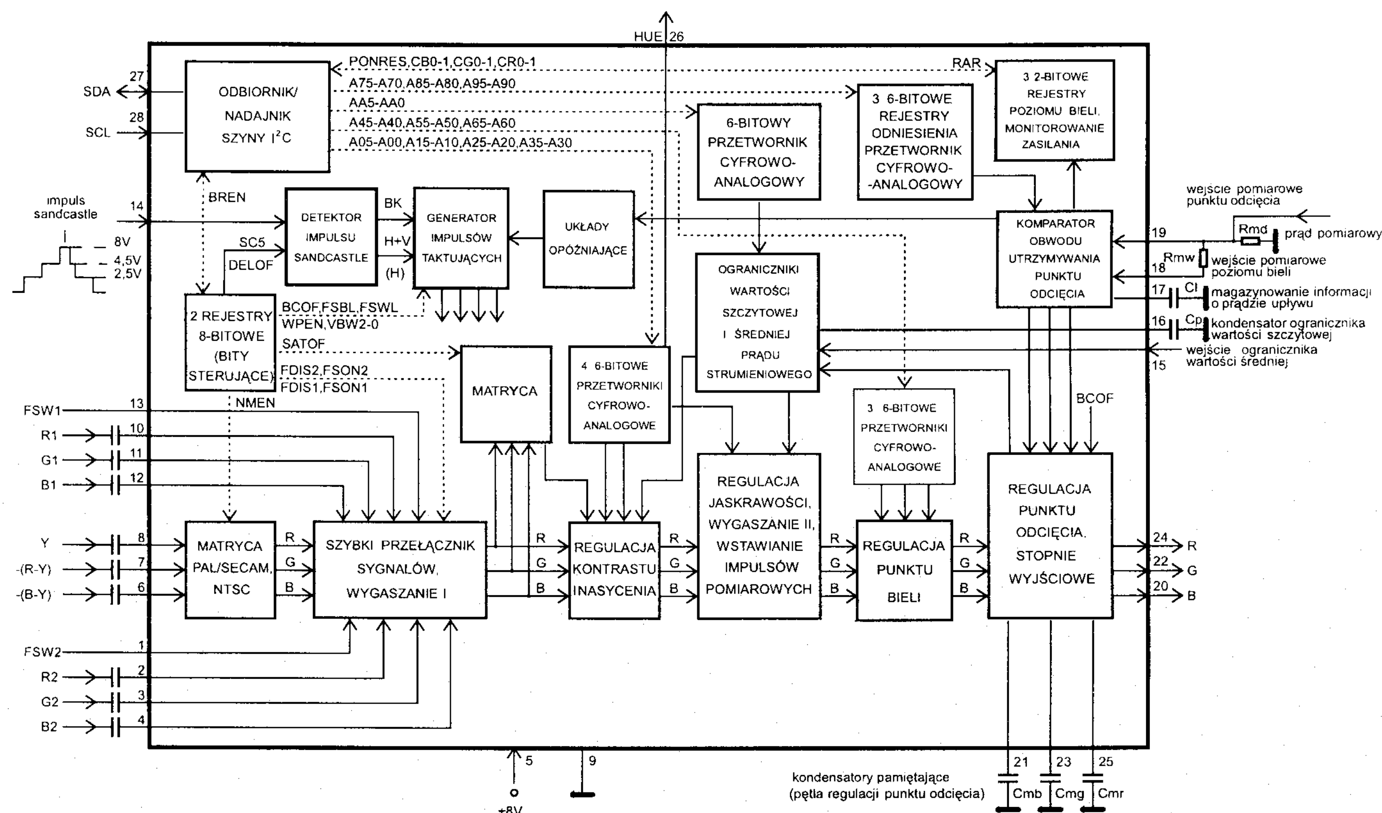
Procesor TDA4680 jako układ sterowany szyną I²C (rys.1)

Można wyróżnić następujące układy wewnętrzne sterowane magistralą I²C:

- *odbiornik-nadajnik szyny I²C*; jego zadaniem jest przekształcanie pojawiających się rozkazów i danych na bity sterujące wewnętrznymi układami logicznymi a także komunikacja zwrotna z zewnętrznym procesorem sterującym;

Tabela1. Rejestry wewnętrzne procesora TDA4680 ładowane poprzez magistralę I²C.

Funkcja	SAD	MSB		BAJT DANYCH				LSB	
	(Hex)	7	6	5	4	3	2	1	0
Jaskrawość	00	0	0	A05	A04	A03	A02	A01	A00
Nasycenie	01	0	0	A15	A14	A13	A12	A11	A10
Kontrast	02	0	0	A25	A24	A23	A22	A21	A20
Hue	03	0	0	A35	A34	A33	A32	A31	A30
Wzmocnienie R	04	0	0	A45	A44	A43	A42	A41	A40
Wzmocnienie G	05	0	0	A55	A54	A53	A52	A51	A50
Wzmocnienie B	06	0	0	A65	A64	A63	A62	A61	A60
Poziom odniesienia R	07	0	0	A75	A74	A73	A72	A71	A70
Poziom odniesienia G	08	0	0	A85	A84	A83	A82	A81	A80
Poziom odniesienia B	09	0	0	A95	A94	A93	A92	A91	A90
Poziom ograniczania	0A	0	0	AA5	AA4	AA3	AA2	AA1	AA0
Zarezerwowane	0B	x	x	x	x	x	x	x	x
Rejestr sterujący 1	0C	SC5	DELOF	BREN	WPEN	NMEN	VBW2	VBW1	VBW0
Rejestr sterujący 2	0D	SATOF	FSWL	FSBL	BCOF	FSDIS2	FSON2	FSDIS1	FSON1
Zarezerwowane	0E	x	x	x	x	x	x	x	x
Zarezerwowane	0F	x	x	x	x	x	x	x	x



Rys.1. Schemat blokowy procesora TDA4680.

- *przetworniki cyfrowo-analogowe*; ich zadaniem jest przetworzenie bitów sterujących na analogowe wartości nastawcze. TDA4680 zawiera przetworniki współpracujące:
  - z układami regulacji jaskrawości, kontrastu, nasycenia i HUE (4 przetworniki 6-bitowe);
  - z ogranicznikiem wartości szczytowej (przetwornik 6-bitowy);
  - z układami regulacji wzmocnienia - balans dynamiczny (3 przetworniki 6-bitowe);
- *rejestry* - ich zadaniem jest przechowywanie wartości bitów sterujących i danych. Można wyróżnić:
  - rejestry wartości odniesienia dla balansu bieli (3 rejestry 6-bitowe);
  - rejestry kontrolno-sterujące (2 rejestry 8-bitowe);
  - rejestr sygnałów zwrotnych (8-bitowy rejestr statusu).

Tabela 1 przedstawia rejestry wewnętrzne układu TDA4680 ładowane poprzez szynę I²C. Dostępdo rejestru następuje po podaniu jego subadresu (SAD). Aby w pełni docenić możliwości układu omówiona zostanie rola poszczególnych bitów dwóch rejestrów sterujących.

SC5 (Sandcastle 5V): wybór rodzaju impulsu SSC (0 - trzypoziomowy, 1 - dwupoziomowy) - Tabela 4,

DELOF (DELay OFf): 1,5s opóźnienie narastającego zbocza impulsów klampujących (0-tak, 1-nie),

BREN (Buffer Register ENable): sposób obróbki czasowej przychodzących danych (0 - nowe dane stają się ważne w momencie odebrania ich przez układ; 1 - nowe dane zapamiętywane są w rejestrze pośredniczącym i stają się ważne w momencie najbliższego okresu wygaszania pionowego),

WPEN (White Pulse ENable): sterowanie załączaniem impulsów pomiarowych bieli (0 - wyłączone, 1 - załączone),

NMEN (NTSC - Matrix ENable): przełączanie matrycy koloru pracującej w systemach PAL/SECAM (0) na matrycę pracującą w systemie NTSC (1),

Tabela 2. Pozycja impulsów pomiarowych w zależności od bitów VBW2, VBW1, VBW0.

VBW2	VBW1	VBW0	R	G	B	WHITE	SYSTEM
0	0	0	19	20	21	22	PAL/SECAM
0	0	1	16	17	18	19	NTSC/PAL M
0	1	0	22	23	24	25	PAL/SECAM
1	0	0	38,39	40,41	42,43	44,45	PAL*/SECAM
1	0	1	32,33	34,35	36,37	38,39	NTSC*/PAL M
1	1	0	44,45	46,47	48,49	50,51	PAL*/SECAM

* - częstotliwość linii około 31 kHz

Uwaga: Liczby w kolumnach R, G, B oznaczają numery linii liczone od początku impulsu wygaszania pionowego, w których występują impulsy pomiarowe

Tabela 3 . Wybór wejść przez szybki przełącznik sygnałów w zależności od wartości bitów FSDIS2, FSON2, FSDIS1, FSON1 oraz poziomów napięć na wejściach przełączających FSW2 i FSW1.

Bity rejestru kontrolnego				Poziomy napięć na wejściach przełączających		Wybrane wejścia		
FSON2	FSDIS2	FSON1	FSDIS1	FSW2	FSW1	RGB2	RGB1	Y/CD
L	L	L	L	L	L			TAK
				L	H		TAK	
				H	X	TAK		
L	L	L	H	L	X			TAK
				H	X	TAK		
L	L	H	X	L	X		TAK	
				H	X	TAK		
L	H	L	L	X	L			TAK
				X	H		TAK	
L	H	L	H	X	X			TAK
L	H	H	X	X	X		TAK	
H	X	X	X	X	X	TAK		

Uwaga: L jest logicznym "0" (< 0,4 V), H jest logiczną "1" (> 0,9 V), X oznacza wartość dowolną a TAK oznacza wybrane wejście.

Tabela 4. Poziom napięć progowych detektora SANDCASTLE a ustawienie bitu SC5.

Składowa	**Wartość bitu SC5**	
	0	**1**
H+V	1,5 (2,0-3,0)	1,5 (2,0-3,0)
H	3,5 (4,0-5,0)	-
BURST	6,0 (>6,3)	3,5 (>4,0)

Uwaga: Poziomy napięcia podano w [V]; w nawiasach podano zalecane przez producenta przedziały napięć, w których powinny znaleźć się poszczególne składowe sygnału SANDCASTLE.

VBW2, VBW1, VBW0 (Vertical Blanking Window): wybór pozycji linii pomiarowych i czasu trwania wygaszania pionowego (Tabela 2),

SATOF (SATuration control OFf): umożliwienie regulacji nasycenia - 0, ustawienie nominalnego nasycenia - 1,

FSWL (Full Screen White Level): umożliwienie pomiaru balansu bieli dynamicznej w czasie całego pola (poziom impulsów pomiarowych bieli) - 1, tryb normalny - 0,

FSBL (Full Screen Black Level): umożliwienie pomiaru balansu bieli statycznej w czasie całego pola (poziom impulsów pomiarowych punktu odcięcia) - 1, tryb normalny - 0,

BCOF (Black level Control OFf): zezwolenie na automatyczną regulację punktu odcięcia - 0, bądź nie - 1 (na wyjściach procesora utrzymywany stały poziom czerni),

FSDIS2, FSON2, FSDIS1, FSON1 - bity wyboru wejść (Tabela 3)

Detektor SANDCASTLE , generator impulsów taktujących (rys. 1)

Analogicznie jak w układzie TDA4580 do prawidłowej pracy procesora niezbędne jest doprowadzenie sygnału SANDCASTLE (wejście 14). Sygnał ten zawiera część V, H oraz BURST i wytwarzany jest na bazie impulsów synchronizacji uzyskiwanych w odpowiedzialnych za to układach odbiornika. Sygnał SANDCASTLE jest porównywany z wewnętrznymi napięciami progowymi, których wartość zależy od ustawienia bitu SC5 (Tabela 4). Składowe V,H i BURST (BK) wydzielane są gdy napięcie na wejściu 14 przekroczy poziom określony Tabelą 4.

Składowe uzyskane w detektorze impulsu SANDCASTLE umożliwiają wytworzenie przez *generator impulsów taktujących* impulsów klampujących i sterujących.

Matryca koloru, szybki przełącznik sygnałów (rys.1)

Sygnał luminancji Y oraz sygnały różnicowe -(R-Y) i -(B-Y), poprzez kondensatory sprzęgające (zapewniające separację składowej stałej), trafiają odpowiednio na 8, 7 i 6 wejście procesora. Wewnątrz układu następuje odtworzenie składowej stałej na określonym poziomie odniesienia. Następnie sygnały trafiają do wejść matrycy koloru, wynikiem działania której są sygnały R, G, B. Poziomy napięć tych sygnałów zależą od wartości bitu NMEN. I tak dla NMEN=0 (wybrany system PAL lub SECAM) słuszne są równania:

$$U_R = U_{(R-Y)} + U_Y$$
$$U_G = -0{,}51U_{(R-Y)} - 0{,}19U_{(B-Y)} + U_Y$$
$$U_B = U_{(B-Y)} + U_Y$$

Dla NMEN=1 (system NTSC) będą obowiązywać zależności:

$$U_R = 1{,}57U_{(R-Y)} - 0{,}41U_{(B-Y)} + U_Y$$
$$U_G = -0{,}43U_{(R-Y)} - 0{,}11U_{(B-Y)} + U_Y$$
$$U_B = U_{(B-Y)} + U_Y$$

Otrzymane przebiegi R, G, B podawane są na wejścia szybkiego przełącznika sygnałów. Jednocześnie na wyprowadzenia 10, 11 i 12 (które zarazem są wejściami szybkiego przełącznika sygnałów) mogą zostać podane sygnały R1, G1, B1 (także poprzez kondensatory sprzęgające). Sygnały R2, G2, B2 doprowadzone do wejść 2, 3 i 4 również trafiają do wejść szybkiego przełącznika sygnałów. To, która z grup sygnałów zostanie wybrana do dalszego przetwarzania zależy od bitów FDIS1, FSON1, FDIS2, FSON2 oraz od poziomów napięć przełączających FSW1 i FSW2 (patrz Tabela 3).

Należy tu zauważyć, że przy bitach FDIS1, FSON1, FDIS2, FSON2 ustawionych na 0 wejście RGB2 ma priorytet przed RGB1 (podanie na wejście 1 napięcia większego od 0,9V, niezależnie od stanu napięcia na wejściu 13, spowoduje wybór sygnałów R2, G2, B2). Z tego faktu wynika typowe zastosowanie drugiego wejścia RGB jako wejścia współpracującego z sygnałami teletekstu czy OSD. Za szybkim przełącznikiem sygnałów następuje pierwsze wygaszanie sygnałów. Odbywa się ono w chwilach pojawiania się impulsów H oraz V i polega na wmiksowaniu do sygnału w torach R, G i B sztucznego poziomu czerni. Podczas pierwszego wygaszania sygnałów następuje też redukcja resztek sygnału występującego w okresach wygaszania pionowego i poziomego.

Układy regulacji nastaw, matryca Y, drugi stopień wygaszania, wstawianie impulsów pomiarowych (rys.1)

W kolejnym bloku procesora następuje regulacja kontrastu i nasycenia. Podobnie jak regulacja jaskrawości, zmiana kontrastu i nasycenia odnosi się w jednakowym stopniu do wszystkich sygnałów wejściowych procesora (stąd w przeciwieństwie do TDA4580 możliwa staje się regulacja kontrastu i nasycenia np. sygnałów teletekstu R,G,B doprowadzonych do wejścia RGB2). Problemem, który mieli do pokonania konstruktorzy układu było zapewnienie regulacji nasycenia. Wiadomo, że zmiana amplitudy, występujących po szybkim przełączniku sygnałów, przebiegów R, G, B spowodowałaby na ekranie odbiornika telewizyjnego jednoczesną zmianę kontrastu i nasycenia. Aby temu zapobiec dodano dodatkowy blok-matrycę Y. W układzie tym następuje odtworzenie sygnału luminancji zgodnie z równaniem:

$$U_Y = 0{,}299U_R + 0{,}587U_G + 0{,}114U_B$$

Otrzymany sygnał umożliwia regulację nasycenia zgodnie z równaniem (dla przykładu wybrano tor R):

$$U_{RS} = U_R + (1-\alpha)U_Y$$ gdzie:

α jest współczynnikiem nasycenia (dla $\alpha=0$ brak nasycenia, dla $\alpha=2$ nasycenie +6dB); U_{RS} jest napięciem w torze R po regulacji nasycenia.

Dla bitu SATOF ustawionego na 1, współczynnik staje się równy jedności, a zatem istnieje możliwość szybkiego ustawienia nasycenia nominalnego ($U_{RS} = U_R$), niezależnie od wcześniej wybranej nastawy nasycenia.

Po stopniu regulacji nasycenia występuje człon odpowiedzialny za regulację kontrastu. Składa się on z trzech sprzężonych ze sobą potencjometrów elektronicznych (dla każdego toru po jednym). W stosunku do wartości nominalnej regulacja kontrastu odbywa się w zakresie od -19dB do +3dB.

Następny stopień odpowiada za regulację jaskrawości. Zmiana poziomu jaskrawości następuje dzięki przesuwaniu składowej stałej torów R, G, B względem sztucznego poziomu czerni.

Jak wspomniano już wcześniej wszystkie regulacje następują za pośrednictwem szyny I^2C, a nie jak to było we wcześniej konstruowanych procesorach wizyjnych, za pomocą napięć nastawczych.

Za stopniem nastawczym jaskrawości znajduje się drugi stopień wygaszania i miksowania impulsów pomiarowych. Wygaszanie następuje w okresie trwania impulsu V, w czasie którego składowa stała przesunięta zostaje do poziomu ultraczerni. Położenie impulsów pomiarowych i czas trwania wygaszania określa Tabela 2.

Układy opóźniające i układ kontroli napięcia zasilającego (rys. 1)

Bezpośrednio po włączeniu odbiornika, w zimnym jeszcze kineskopie płyną niewielkie prądy strumieniowe. Pojemności pamiętające Cmr, Cmg oraz Cmb ładowane są w tym czasie do stosunkowo dużych wartości napięcia. Bez układów zapobiegających, sygnały wyjściowe zostałyby przesunięte w stronę bieli. Proces ten uwidoczniłby się na ekranie odbiornika rozmytym obrazem, widocznymi powrotami linii i błędami odtwarzania koloru.

Podobnie jak układ TDA4580 procesor TDA4680 zawiera układy przeciwdziałające temu zjawisku. Po włączeniu odbiornika telewizyjnego układ TDA4680 utrzymuje sygnały wyjściowe na poziomie czerni. Jednocześnie na wyjściach RGB (24, 22 i 20) pojawiają się impulsy (ich maksymalna wielkość jest związana z zawartością rejestru regulującego poziom zadziałania ogranicznika wartości szczytowej - subadres 0A), których zadaniem jest testowanie stopnia nagrzania katod. Płynący prąd katodowy powoduje spadek napięcia na rezystancji Rmd. W chwili gdy napięcie na wejściu 19 przekroczy 5V kończy się rola pierwszego układu opóźniającego. W tym momencie procesor rozpoczyna testowanie pętli automatycznej regulacji punktu odcięcia i układu regulacji poziomu bieli. Etap ten trwa do chwili, gdy prądy ładowania kondensatorów pamiętających spadną do oczekiwanej wartości. Gdy to nastąpi, kończy się działanie drugiego układu opóźniającego, a na wyjściach układu pojawiają się sygnały aktualnie wybranego toru (głównego, RGB1 lub RGB2).

Procesor TDA4680 wyposażony jest także w układ kontroli napięcia zasilającego. Kontrola ta możliwa jest dzięki temu, że procesor sterujący może odczytywać stan statusu (bajt ten składa się z bitów PONRES, CB1, CB0, CG1, CG0, CR1, CR0 - patrz tabela 5 w drugiej części artykułu) a w szczególności monitorować bit PONRES. Gdy napięcie zasilania spadnie poniżej określonej wartości progowej (około 5,8V) wspomniany wyżej układ kontroli zmienia stan bitu PONRES z 0 na 1 i zeruje wszystkie rejestry TDA4680. Procesor sterujący, czytając słowo statusu, automatycznie ustawia bit PONRES na 0 i w wypadku gdy PONRES przy ponownym czytaniu zachowuje wartość 0 (napięcie zasilania osiągnęło wymaganą wartość) powinien przywrócić rejestrom stare zawartości. Układ kontroli napięcia zasilającego jest wykorzystywany w szczególności podczas występowania stanów nieustalonych, bezpośrednio po włączeniu zasilania.

Ograniczenie wartości średniej i szczytowej prądu kineskopu (rys.1)

W momentach przepływu dużych prądów strumieniowych, na ekranie odbiornika telewizyjnego mogą wystąpić różnego typu niepożądane zjawiska, takie jak np. przebarwienia czy utrata ostrości. Rolą ogranicznika wartości szczytowej jest zapobieżenie takim efektom.

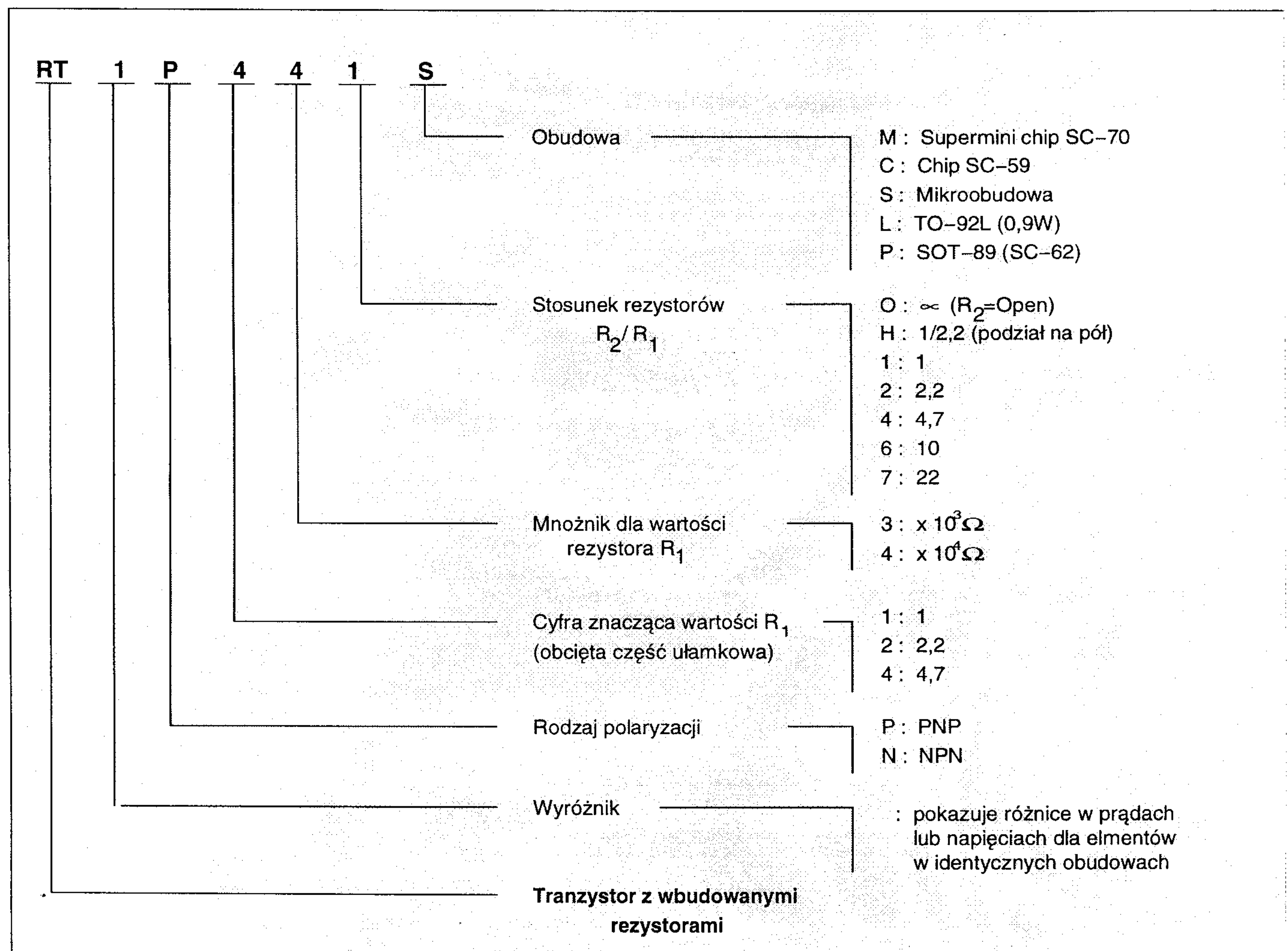
Układ ogranicznika wartości szczytowej kontroluje poziom sygnału na wyjściach 20, 22 i 24 TDA4680 a w jego skład wchodzi, dołączona do wejścia 16, pojemność Cp, która decyduje o stałej czasowej ogranicznika. Z chwilą gdy napięcie, na którymkolwiek z wyjść procesora, przekroczy wartość określoną przez zawartość rejestru poziomu ograniczania (subadres 0A), układ ogranicznika wartości szczytowej zaczyna działać. Poprzez podanie wewnętrznego obciążenia na wejście 16 (prąd obciążenia nie przekracza 4mA), ogranicznik zmniejsza napięcie na kondensatorze Cp (w warunkach bez ograniczania wartość tego napięcia wynosi około 4,5V), co powoduje zarazem obniżenie wewnętrznego napięcia regulacyjnego kontrastu, a w razie silnego przesterowania, także wewnętrznego napięcia regulacyjnego jaskrawości. Prąd ładowania kondensatora Cp (około 1A) jest znacznie mniejszy niż prąd rozładowania, co przeciwdziała gwałtownym rozbłyskom ekranu po chwilach ograniczania. Wyprowadzenie 15 jest przewidziane jako wejście ogranicznika wartości średniej kineskopu. Podobnie jak w przypadku ogranicznika wartości szczytowej, zmniejszenie prądów kineskopu uzyskuje się na drodze ingerencji w wewnętrzne nastawy kontrastu, a przy silnych prądach dodatkowo w wewnętrzne nastawy jaskrawości. Przebieg niosący informację o rzeczywistych prądach strumieniowych kineskopu (uzyskany np. z rezystora występującego w gałęzi jednego z uzwojeń transformatora linii) uśredniany jest przez układ całkujący, którego stała czasowa jest jednocześnie stałą czasową całego układu ogranicznika wartości średniej. Tak wytworzone napięcie trafia na wejście 15 procesora. Jeżeli wartość tego napięcia jest mniejsza niż wartość progowa (równa 4V), następuje obniżenie wewnętrznego napięcia nastawczego kontrastu, a w wypadku kiedy redukcja jest niewystarczająca, również napięcia nastawczego jaskrawości (proces ten rozpoczyna się przy napięciu U15=2,5V) - aż do uzyskania nowego stanu równowagi. Całkowity zakres redukcji kontrastu jest osiągany gdy wartość napięcia na wejściu 15 obniży się do około 2V a jaskrawości, kiedy U15 obniży się do 0,9V.

Z przedstawionego opisu wynika, że zmiana kontrastu i jaskrawości może nastąpić w trojaki sposób:

- za pośrednictwem szyny I^2C;
- podczas działania ogranicznika wartości szczytowej;
- podczas działania ogranicznika wartości średniej.

Na wybrane za pośrednictwem szyny I^2C napięcie nastawcze kontrastu wpływa zawsze mniejsze z napięć występujących na nóżkach 15 i 16 procesora TDA4680. ▣

Sposób oznaczania tranzystorów z wbudowanymi rezystorami („tranzystory cyfrowe") przez firmę MITSUBISHI



Strojenie odbiornika Schneider STV7055

Kazimierz Kula

Procedura strojenia przedstawiona jest w tabeli 1. Odbiornik należy zaprogramować na kanał z obrazem testowym. Regulacje serwisowe możliwe są po przejściu odbiornika do stanu tzw.: *SERVICE MODE.* Następuje to po jednoczesnym naciśnięciu przycisku serwisowego *(SERVICE KEY)* na bloku sygnałowym i klawisza „C" na nadajniku zdalnego sterowania. Na ekranie odbiornika pojawi się wówczas napis: *SERVICE MODE.* Możliwe jest teraz wybieranie poszczególnych funkcji serwisowych, zmienianie nastaw i zapamiętanie przy pomocy nadajnika zdalnego sterowania.

Klawisze regulacji barwy tonów niskich realizują wybieranie funkcji zgodnie z tabelą 1. Klawisze regulacji siły głosu pozwalają zmieniać ustawienie poszczególnych funkcji (sygnalizowane na ekranie).

Zapamiętanie ustawienia odbywa się przez wciśnięcie klawisza „T". Jeśli w oznaczeniu funkcji po literze dużej wystąpi litera mała oznacza to regulację precyzyjną. Pojawienie się litery dużej na drugim miejscu oznacza regulację zgrubną.

W celu ułatwienia procesu strojenia można ustawić wstępnie niektóre funkcje serwisowe zgodnie z tabelą 2 (dla kineskopu A56-701X).

Po zestrojeniu odbiornika przy pomocy pozostałych funkcji, można w razie potrzeby skorygować powyższe ustawienia.

***Uwaga**: Po ewentualnej wymianie bloku sygnałowego konieczne jest przeprowadzenie kompleksowego strojenia OTVC. Można tego uniknąć przekładając układy scalone IC02 i IC03 (pamięć EEPROM) z wymienionego bloku. Należy przy tym zachować bezwzględną kolejność umieszczania w podstawkach oraz przestrzegać zaleceń dotyczących ochrony układów przed ładunkami elektrostatycznymi.*

Tabela 1

Lp	Przebieg strojenia	Oznaczenie na ekranie	Uwagi
1	Napięcie zasilające	-	Potencjometrem R226 ustawić 148V±0.5V w punkcie U1 na bloku odchylania (przy wygaszonym ekranie).
2	Ostrość	-	Za pomocą regulatora na płytce kineskopu ustawić optymalną ostrość.
PONIŻSZE REGULACJE MOŻLIWE SĄ TYLKO W SERVICE MODE.			
3	Faza H	SP	Ustawić obraz tak, aby nie było zawinięć obrazu
4	Centrowanie H	BP	Ustawić obraz symetrycznie względem środka ekranu.
5	Centrowanie V	AO	j.w.
6	Amplituda V	HO, Ho	Ustawić wysokość obrazu tak, aby znikły jasne kliny na dole i u góry ekranu.
7	Amplituda H	YO	Ustawić właściwą szerokość obrazu.
8	Korekcja geometrii	ZO, Zo, PO, Po	Przełączyć funkcję ZO na 2. Ustawić geometrię przy pomocy funkcji PO. Jeśli korekcja zniekształceń poduszki jest zbyt duża przełączyć funkcję ZO na 3 i ponownie regulować funkcję PO. Jeśli korekcja zniekształceń poduszki jest niewystarczająca, zmniejszyć ustawienie ZO i ponowić regulację PO.
8	Korekcja poduszki	ZI, Zi, PI, Pi	Ustawić na minimum zniekształceń
9	Amplituda H	YO	Ostatecznie ustawić szerokość obrazu
10	Częstotliwość oscylatora PAL	SA	Ustawić w środku zakresu trzymania koloru w systemie PAL. Ustawić tak, aby zatrzymać przesuwające się kolorowe pasy.
11	Napięcie G2	G2	Ustawić potencjometrem na płytce kineskopu optymalną jaskrawość i kontrast (widoczność wszystkich klinów szarości).
12	Biel statyczna	CR, CG, CB	Po regulacji G2 zostanie automatycznie wykryty kolor odniesienia. Pozostałe kolory ustawić tak aby uzyskać szare świecenie ciemnych fragmentów obrazu.
13	Biel dynamiczna	DR, DG, DB	Regulować tylko dominujące kolory, tak aby uzyskać białe świecenie jasnych fragmentów obrazu.

Tabela 2

Index chassis	Standard	Ustawienie funkcji								
		HO	SO	SO	SI	Si	ZO	PO	ZI	PI
„e"	Pal/Secam	8	1	64	0	200	2	30	0	2
„e"	NTSC	9	0	110	0	6	3	60	0	25
„c"	Pal/Secam	8	1	64	0	200	3(4)	48	0	12
„c"	NTSC	9	0	110	0	6	6	113	0	25

Układy PIP (cz. 5)
Opis funkcjonalny procesora PIP plus typu SDA9188-3X

Marek Wybieralski

Procesor PIP plus SDA9188 pozwala na jednoczesne wyświetlanie sygnałów z dwóch niezależnych źródeł, w ten sposób, że mały ruchomy obraz (wstawiony) może być nałożony na obraz główny normalnych rozmiarów.
Schemat blokowy układu procesora PIP plus przedstawiony jest na rysunku 1.

Składowe sygnału wizyjnego (Y, U, V) obrazu wstawionego PIP wchodzą na układ procesora SDA9188 w postaci cyfrowej. Amplitudowa rozdzielczość tych sygnałów wynosi 6 bitów. Są one próbkowane z częstotliwością: 13.5MHz sygnał luminancji i 3.375MHz sygnał chrominancji. Procesor PIP plus zmniejsza rozdzielczość obrazu (działanie filtrów aktywnych linii i ramki) i zapamiętuje treść obrazu w wewnętrznej pamięci obrazu o pojemności 169.812 bitów, a następnie wyprowadza ze zmniejszoną rozdzielczością na wyjście układu.

Obraz PIP może być wyświetlony w dwóch rozmiarach: 1/16 lub 1/9 wielkości ekranu głównego oraz dodatkowo przekształcony do wymiarów ekranu w standardzie 16:9. W celu rozdzielenia obrazu głównego od wstawionego obrazka dodatkowo może być wyświetlana kolorowa ramka wokół obrazka PIP. Procesor pozwala na wyświetlenie 8 kolorów ramki z możliwością wyboru dwóch szerokości i regulacji w 16 krokach poziomu jaskrawości ramki.

Obraz PIP można usytuować w jednym z czterech rogów ekranu głównego.

Obraz w PIP może być również zatrzymany co popularnie określa się jako „zamrożenie obrazu".

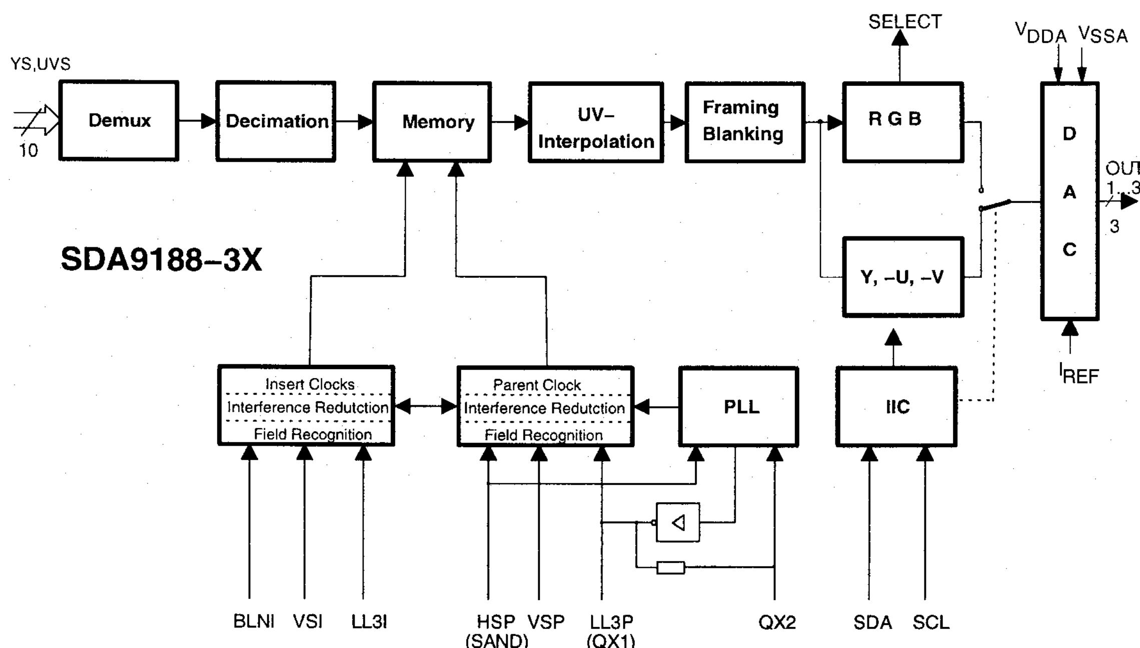
Analogowe sygnały wyjściowe OUT 1...3 z procesora PIP plus SDA9188 mogą pojawiać się w dwojaki sposób: w postaci sygnałów kolorów podstawowych R, G, B lub w formie sygnałów Y, U, V. Typ wyjścia wybiera się programowo w procesorze sterującym. Jeżeli wyjścia są określone jako sygnały Y, U, V, wejściowe sygnały obrazka PIP muszą być klampowane. W przypadku sygnałów wyjściowych R, G, B klampowanie preferowane jest w procesorze wizyjnym np. TDA4680.

Procesor SDA9188 może przetwarzać zarówno sygnał telewizyjny z częstotliwością ramki 50Hz/625 linii jak i z częstotliwością 60Hz/525 linii. Możliwe jest również przetwarzanie dla częstotliwości 100Hz lub 120Hz przez podwojenie częstotliwości zegara LL3P (27MHz). Częstotliwość ramki 50Hz/60Hz wybiera się programowo, natomiast adaptacja ilości linii odbywa się automatycznie. W przypadku różnic w częstotliwościach ramki sygnału podawanego na obraz główny i obraz PIP będą występować zakłócenia (konflikt).

Synchronizację obrazka PIP z obrazem głównym zapewniają sygnały synchronizacji linii i ramki odpowiednio HSP/SAND i VSP oraz zegar LL3P dla 13.5MHz (lub zegar LL1.5P dla 27MHz - 100/120Hz). Dla analogowego obrazu głównego zegar LL3P może być generowany z impulsu sandcastle (SAND) przez wewnętrzną pętlę PLL. Impulsy synchronizacji poziomej i pionowej BLNI (HSI) i VSI oraz zegar LL3I (13.5MHz) są używane do zapewnienia synchronizacji wewnątrz obrazka PIP.

Treść obrazka zapamiętywana jest w wewnętrznej pamięci procesora. Pojemność pamięci wynosi 169.812 bitów, organizacja 89x212x9 bitów. Parametry pamięci dostosowane są do rozmiarów większego obrazka, tzn. 1/9 rozmiarów ekranu z opcją 625 linii. Zapis do pamięci sterowany jest przez zegar obrazka PIP, a odczytywany przez zegar obrazu głównego.

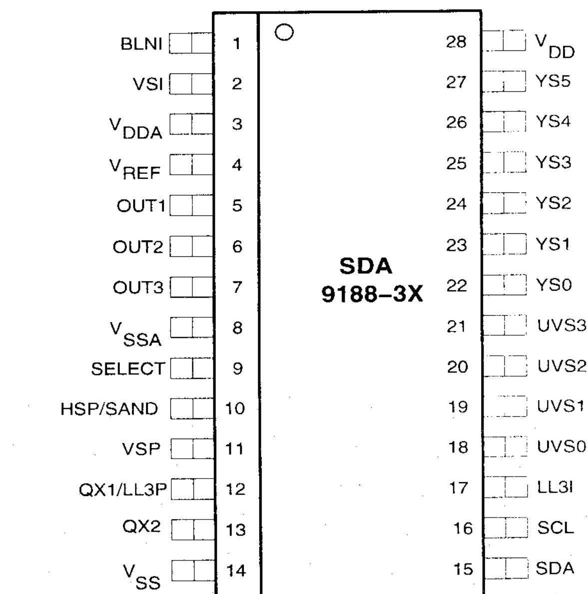
Obsługa wszystkich modów pracy obrazka PIP odbywa się



Rys.1. Schemat blokowy procesora PIP plus.

poprzez szynę I²C. Do tego celu przeznaczonych jest 9 rejestrów w procesorze SDA9188. O sposobie działania i funkcjach PIP decyduje oprogramowanie umieszczone w mikroprocesorze sterującym.

Rysunek 2 przedstawia konfigurację wyprowadzeń układu scalonego SDA9188-3X, natomiast w tabeli 1 został przedstawiony opis poszczególnych wyprowadzeń.



Rys.2. Opis wyprowadzeń układu scalonego SDA9188-3X.

Opis rejestrów procesora PIP plus SDA9188-3X

Sterowanie procesorem PIP odbywa się poprzez szynę I²C; adres procesora PIP plus SDA9188-3X wynosi: 0010 1110 binarnie co odpowiada 2E hexadecymalnie. Rozkazy procesora sterującego powodują załadowanie rejestrów sterujących układu SDA9188 wymaganą zawartością. Podanie napięcia zasilania V_{DD} do układu powoduje resetowanie. Linie SDA oraz SCL przechodzą w stan wysoki, wszystkie bity w rejestrach oprócz bitu PL27 (bit D3 w rejestrze R0) ustawiają się w stan 0, natomiast bit PL27 ustawia się w stan 1.

Sekwencja zapisu do rejestru jest następująca:

S	0010 1110	A	0000 XXXX	A	XXXX XXXX	A	P
Start	Adres	ACK	Numer rejestru	ACK	Dane	ACK	Stop

gdzie A (ACK) - potwierdzenie

Możliwy jest zapis większej liczby rejestrów w jednym cyklu transmisji poprzez nadanie kilku bajtów danych. W tym przypadku po zapisie bajtu do dowolnego rejestru, numer rejestru jest automatycznie zwiększany.

W tabelach 3÷13 przedstawione są funkcje, które można ustawić poprzez szynę I²C oraz znaczenie poszczególnych bitów w każdym rejestrze. Nie używane bity muszą być ustawione w stan 0.

Tabela 1. Opis wyprowadzeń procesora PIP plus SDA9188-3X.

Nr wypr.	Symbol	Funkcja	Opis
1	BLNI	Blanking obrazu PIP	Synchronizacja pozioma obrazu wstawionego
2	VSI	Synchronizacja pionowa PIP	Synchronizacja pola obrazu wstawionego
3	$V_{DD A}$	Napięcie zasilające część analogową	Zasilanie przetwornika C/A i pętli PLL
4	V_{REF}	Napięcie odniesienia	
5	OUT1	Wyjście analogowe R lub -V	
6	OUT2	Wyjście analogowe G lub Y	
7	OUT3	Wyjście analogowe B lub -U	
8	$V_{SS A}$	Masa części analogowej	Masa dla przetwornika C/A i pętli PLL
9	SELECT	Select	Uaktywnienie sygnałów na wyjściach OUT1-OUT3
10	HSP/SAND	Synchronizacja linii/ sandcastle obrazu głównego	synchronizacja linii obrazu głównego
11	VSP	Synchronizacja pionowa obrazu głównego	Synchronizacja pola obrazu głównego
12	LL3P/QX1	Zegar obrazu głównego kontrolowany pętlą PLL/wyjście dla oscylatora	Zegar obrazu głównego / podłączenie rezonatora kwarcowego
13	QX2	Wejście dla oscylatora	Podłączenie rezonatora kwarcowego
14	V_{SS}	Masa części cyfrowej	Masa
15	SDA	Dane	Szyna I²C - dane
16	SCL	Zegar	Szyna I²C - zegar
17	LL3I	Zegar synchronizowany sygnałem obrazu wstawionego	Zegar obrazu wstawionego
18 - 27	UV0-UV3, Y0-Y5	Dane U, V, Y	Wejścia cyfrowych danych U, V, Y
28	V_{DD}	Napięcie zasilające część cyfrową	Zasilanie części cyfrowej

Tabela 2. Podstawowe dane charakterystyczne układu SDA9188-3X.

Parametr	Symbol	Wielkość		
		min.	typ.	max
Napięcia zasilające	V_{DD}, $V_{DD A}$ [V]	4.5	5	5.5
Pobór prądu	I_{DD} [mA]	13	40	120
	$I_{DD A}$ [mA]	5	10	18

Tabela 3. Rejestry sterujące.

Funkcja	Adr.	Bajt danych							
		D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
Rejestr 0	00	0	0	STILL	SIZE	PL27	NINT	OUT	PON
Rejestr 1	01	0	0	0	FRY	COL2	COL1	COL0	FRON
Rejestr 2	02	0	SD2	SD1	SD0	RDV3	RDV2	RDV1	RDV0
Rejestr 3	03	POS1	POS0	RDH5	RDH4	RDH3	RDH2	RDH1	RDH0
Rejestr 4	04	CON0	CON1	CON2	CON3	0	SOP	PLLOFF	HSP5
Rejestr 5	05	DECVER	DECHOR	FRWV	FRWH	PMOD1	PMOD0	IMOD1	IMOD0
Rejestr 6	06	FRAME	STATI	VSIIS	VSIDEL4	VSIDEL3	VSIDEL2	VSIDEL1	VSIDEL0
Rejestr 7	07	AMSEC	STATP	VSPIS	VSPDEL4	VSPDEL3	VSPDEL2	VSPDEL1	VSPDEL0
Rejestr 8	08	0	0	0	FRYEN	FRY5	FRY4	FRY3	FRY2
Rejestr 9	09	0	PLLTC	SOS	VCOSEL3	VCOSEL2	VCOSEL1	VCOSEL0	0

Tabela 4. Rejestr sterujący 0 (adres 00 H).

Bit	Funkcja	Nazwa	Uwagi
D0	0=PIP wyłączony 1=PIP włączony	PON	Jeżeli D0=0 sygnał SELECT nie jest generowany Po inicjacji bit PON powinien być ustawiony na 1 (D0=1)
D1	0=Y, -U, -V 1=R, G, B	OUT	Wybór formatu wyjść
D2	0=obraz normalny 1=podwójny scan	NINT	Mod odtwarzania. Normalna/wydłużona ramka obrazu
D3	0= 13,5 MHz PLL 1=27 MHz PLL	PL27	Przełączanie zegara PLL dla modu 50/60MHz lub 100/120MHz
D4	0=1/9 1=1/16	SIZE	Rozmiar obrazka.; jeżeli D4=0 to rozmiar obrazka zależy od bitów DECHOR, DECVER rejestru 5
D5	0=normalny 1=zamrożony	STILL	Obrazek ruchomy/zamrożony (stop klatka)
D6 D7	nie wykorzystane		

Tabela 5. Rejestr sterujący 1 (adres 01 H).

Bit	Funkcja	Nazwa	Uwagi
D0	0=PIP bez ramki 1=PIP z ramką	FRON	
D1- D3	Kolor ramki D3 D2 D1 0 0 0 = niebieski 0 0 1 = fiolet 0 1 0 = zielony 0 1 1 = biały 1 0 0 = czerwony 1 0 1 = żółty 1 1 0 = pomarańcz 1 1 1 = błękit	COL0- COL2	Obowiązuje gdy FRYEN= 0
D4	Intensywność świecenia ramki 1=ciemna ramka gdy wybrany kolor: biały, żółty, pomarańcz i błękit; jasna ramka gdy wybrany kolor: niebieski, fiolet, zielony i czerwony 0=jasna ramka gdy wybrany kolor: biały, żółty, pomarańcz i błękit; ciemna ramka gdy wybrany kolor: niebieski, fiolet, zielony i czerwony	FRY	Funkcja dostępna gdy FRYEN= 0
D5- D7	nie wykorzystane		

Tabela 6. Rejestr sterujący 2 (adres 02 H)

Bit	Funkcja	Nazwa	Uwagi
D0- D3	Opóźnienie odczytu w pionie -w okresach HSP D3 D2 D1 D0 0 0 0 0 = 0 0 0 0 1 = 2 0 0 1 0 = 4 .... 1 1 0 1 = 26 1 1 1 0 = 28 1 1 1 1 = 30	RDV0 - RDV3	Zwiększane w dwóch okresach HSP
D4- D6	Wybór opóźnienia w okresach LL3P D6 D5 D4 0 0 0 = 0 0 0 1 = 1 0 1 0 = 2 0 1 1 = 3 1 0 0 = 4 1 0 1 = 5 1 1 0 = 6 1 1 1 = 7	SD0- SD2	
D7	nie wykorzystany		

Tabela 7. Rejestr sterujący 3 (adres 03 H)

Bit	Funkcja	Nazwa	Uwagi
D0- D5	Opóźnienie odczytu w poziomie - w okresach LL3P D5 D4 D3 D2 D1 D0 0 0 0 0 0 0 = 0 0 0 0 0 0 1 = 4 0 0 0 0 1 0 = 8 .... 1 1 1 1 0 1 = 244 1 1 1 1 1 0 = 248 1 1 1 1 1 1 = 252	RDH0 - RDH5	Zwiększane w czterech okresach LL3P
D6- D7	Pozycja obrazka PIP względem ekranu głównego D6 D7 lewy górny róg 0 0 prawy górny róg 0 1 lewy dolny róg 1 0 prawy dolny	POS0 - POS1	

Tabela 8. Rejestr sterujący 4 (adres 04 H).

Bit	Funkcja	Nazwa	Uwagi
D0	1=poziom TTL na HSP	HSP5	Ustawienie na „1"
D1	0=wewnętrzny PLL 1=zewnętrzny PLL	PLLOFF	Przełączanie pomiędzy wewnętrznym a zewnętrznym zegarem
D2	0=SELECT wew. rezystor 1=SELECT zew. rezystor	SOP	Wyjście open dren dla wyprowadzenia SELECT
D3	nie wykorzystane	HSPINT	HSP z dzielnika PLL gdy D3=1
D4-D7	Przetwornik C/A kontrastu D7 D6 D5 D4 0 0 0 0 min kont. .... 1 1 1 1 max kont.	CON0-CON3	Dołączając zewnętrzny rezystor pomiędzy V_{REF} a V_{SS} można osiągnąć: gdy R=10kom stan D7...D4= 0001 gdy R=3.9kom stan D7...D4= 0000

Tabela 9. Rejestr sterujący 5 (adres 05 H).

Bit	Funkcja	Nazwa	Uwagi
D0, D1	00=automatyczne wykrywanie standardu TV 01= 50Hz 10= 60Hz 11= zamrożenie danego modu	IMOD0, 1	Dla multistandardowych aplikacji Wymuszone ustawienie Wymuszone ustawienie
D2, D3	tak samo jak D0, D1	PMOD0, 1	to samo ale dotyczy głównego obrazka
D4	0=szerokość ramki w poziomie: 6 pikseli 1=szerokość ramki w poziomie: 4 piksele	FRWH	ustawienia możliwe w modzie 16:9
D5	0=szerokość ramki w pionie: 6 pikseli 1=szerokość ramki w pionie: 4 piksele	FRWV	ustawienia możliwe w modzie 16:9
D6	0=ustawienie proporcji obrazka w poziomie na 3:1 1=ustawienie proporcji obrazka w poziomie na 4:1	DECHOR	ustawienia wymiarów obrazka w modzie 16:9 ale tylko, gdy bit Size=0 w rejestrze 0
D7	0=ustawienie proporcji obrazka w pionie na 3:1 1=ustawienie proporcji obrazka w pionie na 4:1	DECVER	ustawienia wymiarów obrazka w modzie 16:9 ale tylko, gdy bit Size=0 w rejestrze 0

Tabela 10. Rejestr sterujący 6 (adres 06 H).

Bit	Funkcja	Nazwa	Uwagi
D0-D4	Ustawienie opóźnienia impulsów VSI	VSIDEL	Ustawienie jest możliwe z krokiem co 2,37µs
D5	0=funkcja redukcji szumów impulsów pionowych nieaktywna 1=funkcja redukcji szumów impulsów pionowych aktywna	VSIS	redukcja szumów impulsów VSI
D6	0=funkcja sprawdzenia poprawnego standardu TV nieaktywna 1=funkcja sprawdzenia poprawnego standardu TV aktywna	STATI	
D7	0=wyświetlanie pola 1=wyświetlanie ramki	FRAME	Aktywne jeśli numery linii i modu międzyliniowego są równe dla sygnału obrazka wstawionego i głównego

Tabela 11. Rejestr sterujący 7 (adres 07 H).

Bit	Funkcja	Nazwa	Uwagi
D0-D4	Ustawienie opóźnienia impulsów VSP	VSPDEL	Ustawienie jest możliwe z krokiem co 2,37µs (dla 50Hz lub1.185µs dla100Hz)
D5	0=funkcja redukcji szumów impulsów pionowych wyłączona 1=funkcja redukcji szumów impulsów pionowych włączona	VSPIS	redukcja szumów impulsów pionowych dla głównego obrazka
D6	0=funkcja sprawdzenia poprawnego standardu TV nieaktywna 1= funkcja sprawdzenia poprawnego standardu TV aktywna	STATP	
D7	0=PAL/NTSC 1=wyświetlanie ramki	AMSEC	Aktywne jeśli numery linii i modu międzyliniowego są równe dla sygnału obrazka wstawionego i głównego

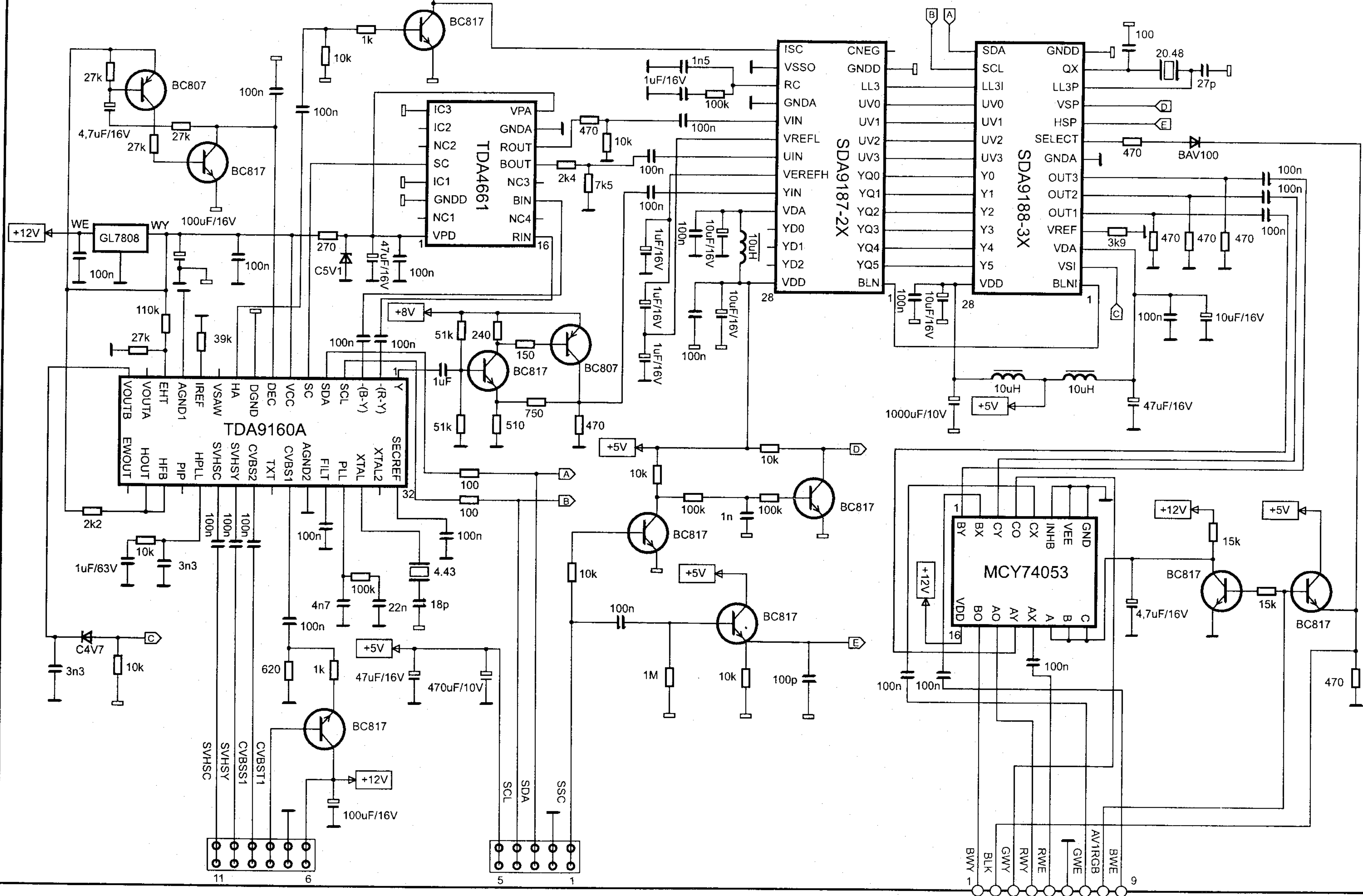
Tabela 12. Rejestr sterujący 8 (adres 08 H).

Bit	Funkcja	Nazwa	Uwagi
D0-D3	0000= min. jaskrawości obrysu ramki 1111= max. jaskrawości obrysu ramki	FRY5:2	Ustawienia możliwe, gdy bit D4=1
D4	0=jaskrawość obrysu ramki może być wybrana przez FRY 1=jaskrawość obrysu ramki może być wybrana przez FRY5:2	FRYEN	
D5-D7	nie wykorzystywane		

Tabela 13. Rejestr sterujący 9 (adres 09 H).

Bit	Funkcja	Nazwa	Uwagi
D0	-		ustawione „0"
D1-D4	Częstotliwość nominalna VCO	VCOSEL 0...3	W normalnych warunkach ustawiane „0"
D5	Ustawienie źródło wyjścia Select	SOS	Jeśli D5=1 *Pulldown* tranzystor wyjścia Select jest wyłączony; wymagany rezystor do masy
D6	PLL - stała czasowa	PLLTC	0=szybka stała czasowa 1=wolna stała czasowa
D7	-		ustawione „0"

Rysunek 3 przedstawia schemat modułu PIP z wykorzystaniem układów scalonych wchodzących w skład systemu o nazwie PIP plus tzn. SDA9187-2X oraz SDA9188-3X. Funkcje przełącznika źródeł AV/SVHS, dekodera koloru oraz synchronizacji wewnątrz obrazka pełni multistandardowy układ TDA9160A, zaś jako przełącznik sygnałów podstawowych R, G i B zastosowano układ multipleksera analogowego typu MCY74053. Schemat przedstawia typową aplikację układów PIP plus.



Rys.3. Schemat modułu PIP z wykorzystaniem układów PIP plus.

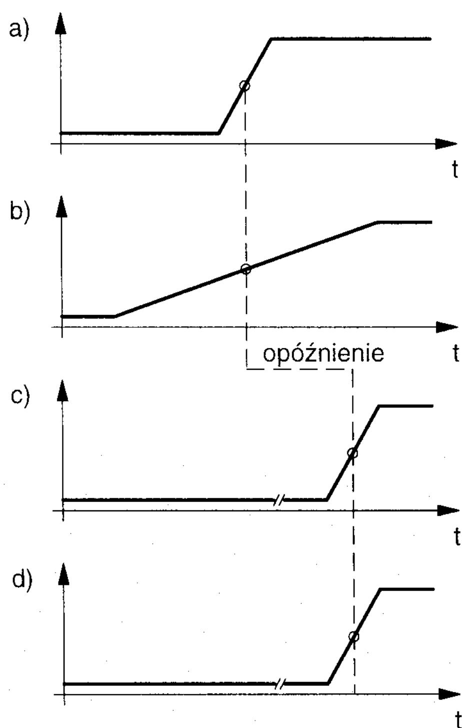
DIGIT2000. Koncepcja cyfrowego odbiornika telewizyjnego (cz.8)

DTI2223 - Układ poprawy zboczy sygnałów

Lucjan Jednac

DTI2223 (*Digital Transient Improvement*) służy do poprawy stromości narastania zboczy sygnałów różnicowych koloru, co ma zauważalny wpływ na jakość (wyrazistość) odtwarzanego na ekranie obrazu telewizyjnego, szczególnie na ostrych krawędziach w przypadku scen o małym poziomie luminancji.

Problem ten ma miejsce również w standardowym (analogowym) odbiorniku i był już kilkakrotnie poruszany na łamach naszego czasopisma, a wynika on ze sposobu przesyłania sygnału telewizyjnego. W celu zachowania kompatybilności z systemem telewizji czarno-białej, sygnał koloru nadawany jest na dodatkowej podnośnej (umieszczonej wewnątrz pasma luminancji), o szerokości nie przekraczającej 1MHz, podczas gdy sygnał luminancji zajmuje pasmo około 4MHz. Z różnicy szerokości pasm dla obydwu opisywanych sygnałów wynika różny czas przejścia sygnału luminancji oraz sygnałów różnicowych koloru przez tor wizyjny odbiornika. Idea działania układu poprawy zboczy przedstawiona została na rysunku 1.



Rys. 1. Przebiegi sygnału luminancji oraz sygnałów różnicowych koloru na wejściu oraz na wyjściu układu DTI2223.
a) sygnał luminancji na wejściu układu DTI
b) sygnał chrominancji na wejściu układu DTI
c) opóźniony sygnał luminancji na wyjściu układu DTI
d) opóźniony i „wyostrzony" sygnał chrominancji na wyjściu układu DTI

Czas narastania sygnału luminancji przy przejściu pomiędzy dwoma sąsiednimi polami w przypadku podania testu pasów kolorowych wynosi około 150ns, zaś w przypadku sygnałów różnicowych koloru czas ten waha się pomiędzy 800 a 1000ns.

Wewnątrz układu DTI2223 znajdują się specjalne detektory (oddzielnie dla toru R-Y oraz dla toru B-Y), wykrywające narastające zbocza sygnałów różnicowych. Dopóki nie zostanie przekroczony próg zadziałania tego detektora, wartość sygnału utrzymywana jest na stałym poziomie. Przekroczanie progu powoduje skok sygnału i w konsekwencji skrócenie jego czasu narastania (rys.1d). W celu zachowania zgodności czasowej sygnałów różnicowych z sygnałem luminancji, konieczne jest wprowadzenie dodatkowego opóźnienia w torze luminancji (rys.1c).

Uwaga: *Istota działania układu poprawy zboczy sygnałów w cyfrowych odbiornikach serii DIGIT2000 nie różni się od opisywanych układów CTI stosowanych w odbiornikach analogowych (nr 6/96 Serwisu Elektroniki). Różnice występują oczywiście w realizacjach układowych. Pomimo, że układy realizują te same funkcje, to obrabiają w jednym przypadku sygnały analogowe (CTI), w drugim zaś sygnały cyfrowe (DTI2223).*

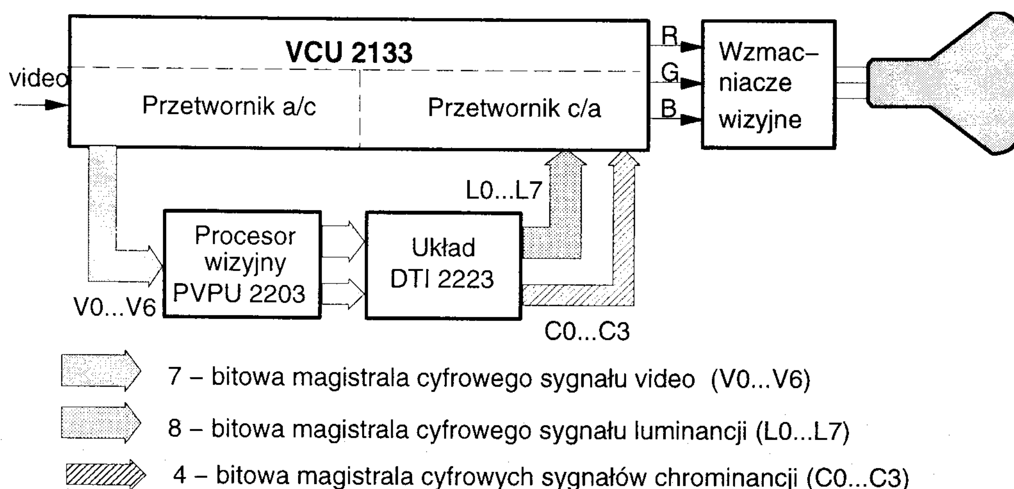
Sposób włączenia układu DTI2223 w tor wizyjny odbiornika przedstawiony został na rysunku 2. Cyfrowy sygnał luminancji oraz cyfrowe sygnały różnicowe koloru, zamiast bezpośrednio, zostają przepuszczone przez układ poprawy zboczy i dalej doprowadzone do przetworników cyfrowo-analogowych znajdujących się wewnątrz układu VCU2133. Układ ten nie wymaga stosowania żadnych zewnętrznych elementów.

Uwaga: *Często, szczególnie w najnowszych modelach odbiorników spotyka się układ DTI2250. Jest on w pełni kompatybilny z opisywanym układem, zarówno pod względem wyprowadzeń jak i oprogramowania. Dodatkowo układ DTI2250 umożliwia pracę z sygnałami nadawanymi w standardzie D2-MAC jak również przystosowany jest do formatu 16:9.*

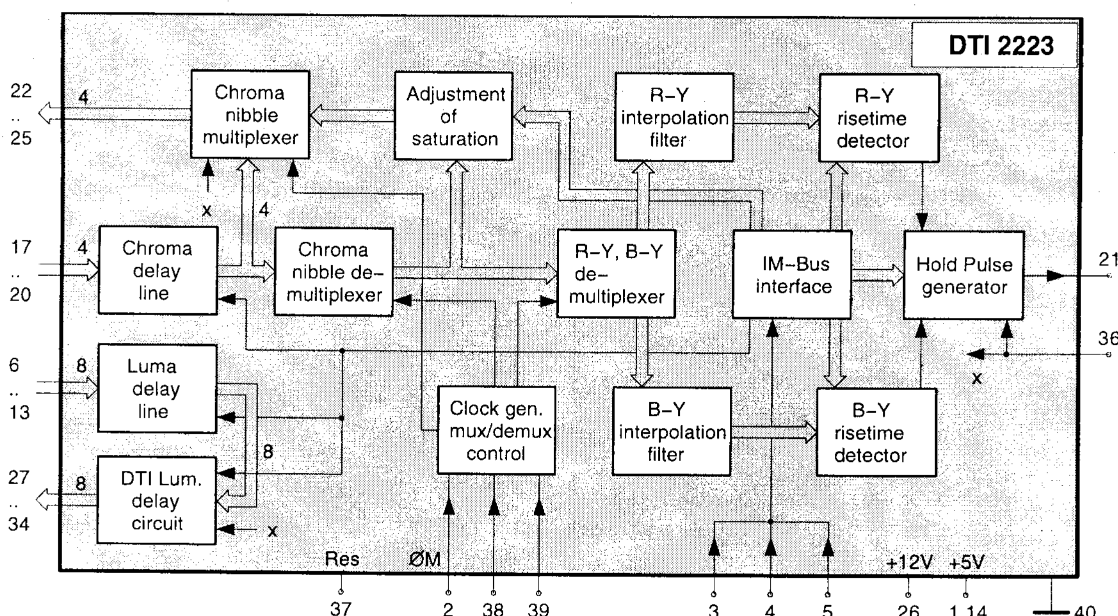
Układ wykonany w technologii NMOS dostępny jest zarówno w standardowej obudowie typu DIL40 jak i obudowie PLCC-44 przeznaczonej do montażu powierzchniowego. Schemat blokowy układu został przedstawiony na rysunku 3, zaś rozkład wyprowadzeń na rysunku 4. W tablicy 1 przedstawione zostało porównanie wyprowadzeń dla obydwu typów obudów.

W skład układu DTI2223 wchodzą następujące bloki funkcjonalne:

- regulowana linia opóźniająca luminancji (*adjustable luma delay line*),
- regulowana linia opóźniająca chrominancji (*adjustable chroma delay line*),



Rys. 2. Włączenie układu DTI 2223 w tor wizyjny odbiornika.



Rys. 3. Schemat blokowy układu DTI 2223.

- układ rozdziału sygnałów różnicowych koloru (*chroma nibble demultiplexer*),
- demultiplekser sygnałów różnicowych R-Y oraz B-Y (*R-Y, B-Y demultiplexer*),
- filtry interpolacyjne dla sygnałów różnicowych (*R-Y, B-Y interpolation filters*),
- detektory szybkości narastania zboczy sygnałów różnicowych (*R-Y, B-Y risetime detectors*),
- generator impulsu stopującego (*hold pulse generator*),
- układ multipleksowania sygnałów różnicowych koloru (*chroma nibble multiplexer*),
- generator impulsów zegarowych z układami sterowania multiplekserów i demultiplekserów (*clock generator, MUX/ DEMUX control*),
- układy kształtowania sygnału luminancji (*DTI luma delay circuit*),
- układy regulacji nasycenia (*adjustment of saturation*),
- interfejs szyny IM-Bus (*IM-Bus interface*).

1. Opis funkcjonalny

Układ DTI2223 sterowany jest poprzez centralny mikrokontroler sterujący za pośrednictwem magistrali IM-Bus (n.3, n.4 i n.5). W celu poprawnej pracy układu niezbędne jest również doprowadzenie sygnału zegarowego oraz impulsów wygaszania linii i ramki.

1.1. Układy demultiplekserów

Do wyprowadzeń C0in..C3in (n.17..n.20) układu DTI doprowadzone zostają z procesora wizyjnego cyfrowe sygnały chrominancji, złożone naprzemiennie z sygnału R-Y oraz B-Y. Rolą demultiplekserów jest uformowanie na podstawie przychodzącego sygnału, dwóch niezależnych sygnałów różnicowych, które następnie zostają rozdzielone do dwóch torów R-Y i B-Y. Obydwa demultipleksery są taktowane za pomocą sygnału zegarowego doprowadzonego do wyprowadzenia (n.2). Dla poprawnej pracy tych układów wymagane jest również doprowadzenie impulsów wygaszania linii (n.38) i ramki (n.39).

Tablica 1

Numer		Nazwa	Przeznaczenie
DIL-40	PLCC-44		
1	1	Vdd1	napięcie zasilania +5V
2	2	ΦM	wejście sygnału zegarowego
3	3	IM-Data	linia danych szyny IM-Bus
4	4	IM-Ident	linia identyfikacjiszyny IM-Bus
5	7	IM-Clock	linia zegara szyny IM-Bus
6	8	L7in	wejście sygnału luminancji
7	9	L6in	wejście sygnału luminancji
8	10	L5in	wejście sygnału luminancji
9	11	L4in	wejście sygnału luminancji
10	12	L3in	wejście sygnału luminancji
11	14	L2in	wejście sygnału luminancji
12	15	L1in	wejście sygnału luminancji
13	16	L0in	wejście sygnału luminancji
14	17	Vdd1	napięcie zasilania +5V
15	5	n.c	nie wykorzystywane
16	6	n.c	nie wykorzystywane
17	19	C1in	wejście sygnału chrominancji
18	20	C2in	wejście sygnału chrominancji
19	21	C3in	wejście sygnału chrominancji
20	22	C0in	wejście sygnału chrominancji
21	24	Hold	impuls stopujący
22	25	C0out	wyjście cyfrowego sygnału chrominancji
23	26	C3out	wyjście cyfrowego sygnału chrominancji
24	27	C2out	wyjście cyfrowego sygnału chrominancji
25	28	C1out	wyjście cyfrowego sygnału chrominancji
26	29	Vdd2	napięcie zasilania +12V
27	30	L0out	wyjście cyfrowego sygnału luminancji
28	31	L1out	wyjście cyfrowego sygnału luminancji
29	32	L2out	wyjście cyfrowego sygnału luminancji
30	33	L3out	wyjście cyfrowego sygnału luminancji
31	35	L4out	wyjście cyfrowego sygnału luminancji
32	36	L5out	wyjście cyfrowego sygnału luminancji
33	37	L6out	wyjście cyfrowego sygnału luminancji
34	38	L7out	wyjście cyfrowego sygnału luminancji
35	13	n.c	nie wykorzystywane
36	39	EN	wejście blokujące
37	41	Reset	wejście zerujące
38	42	Hin	wejście impulsów wygaszania linii
39	43	Vin	wejście impulsów wygaszania ramki
40	44	GND	masa układu
-	18	n.c	nie wykorzystywane
-	23	n.c	nie wykorzystywane
-	34	n.c	nie wykorzystywane
-	40	n.c	nie wykorzystywane

1.2. Filtry interpolacyjne

W każdym z torów sygnałów różnicowych znajduje się niezależny filtr. Rolą jego jest liniowa interpolacja, która zapewnia, że obydwa sygnały różnicowe są dostępne do obróbki w trakcie trwania każdego okresu zegarowego. Obydwa filtry wprowadzają dodatkowe wzmocnienie 6dB.

1.3. Detektory szybkości narastania zboczy sygnałów

Rolą detektorów jest porównanie w układzie komparatora wartości doprowadzonego sygnału z progiem działania, którego wartość określa się poprzez wpisanie odpowiedniej nastawy z centralnego mikrokontrolera sterującego za pośrednictwem magistrali IM-Bus.

Jeśli wartość sygnału przekracza próg działania komparatora, wytwarzany jest krótki impuls startowy, doprowadzony do układu generatora impulsów stopujących. W przypadku zaś gdy wartość sygnału spada poniżej określonego progu, wytwarzany jest impuls końcowy.

1.4. Generator impulsu stopującego

Generator ten ma za zadanie na podstawie impulsów doprowadzonych z detektorów szybkości narastania, wytworzyć na wyprowadzeniu n.21 określony impuls, który po doprowadzeniu do n.23 VCU 2133 służy do zatrzymania pracy przetworników D/A.

Zasilanie generatora niezależnym napięciem +12V powoduje, że na wyjściu możliwe są trzy poziomy:

- około 8.5V w trakcie trwania impulsów,
- około 5V w trakcie normalnej pracy,
- około 0.3V po resecie, .

Reset układu następuje poprzez „przytrzymanie" poziomu niskiego na wyprowadzeniu n.37 układu w czasie włączania zasilania.

1.5. Układy kształtowania sygnału luminancji

Mikrokontroler sterujący umożliwia optymalne dobranie czasu opóźnienia sygnału luminancji. Możliwe jest również całkowite wyłączenie opóźnienia w przypadku nie korzystania z układu DTI.

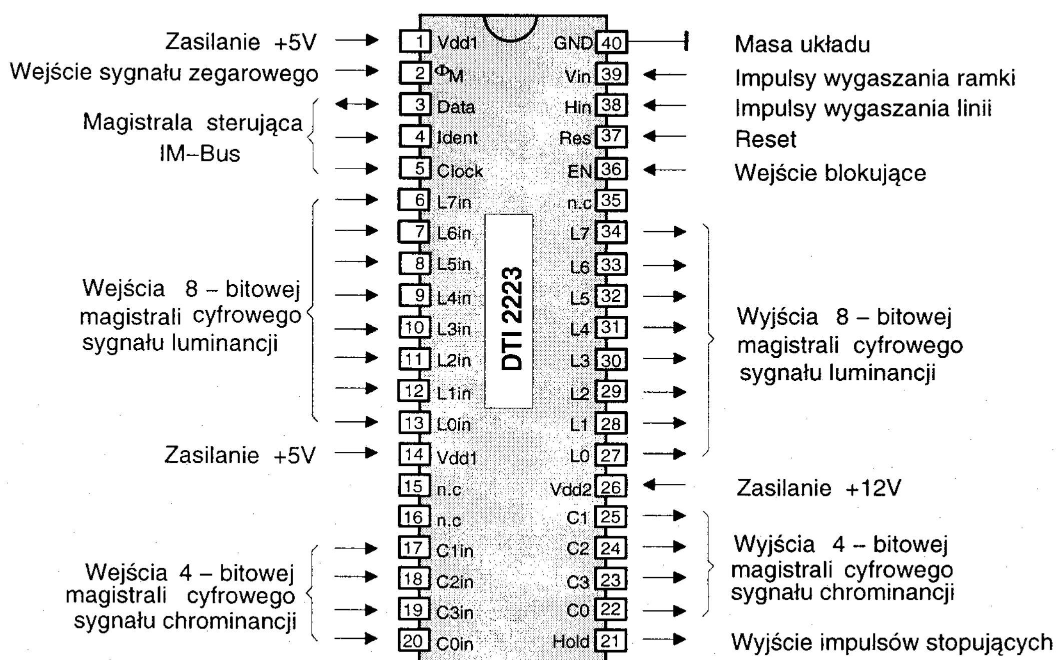
1.6. Linie opóźniające chrominancji i luminancji

Linie te mają za zadanie skompensować opóźnienia występujące pomiędzy analogowym sygnałem wizyjnym doprowadzonym do układu przetwornika VCU 2133, a wyjściem sygnałów RGB z tego samego układu przetwornika. Wielkość opóźnienia zależy od konfiguracji układowej odbiornika i ustawiana jest za pośrednictwem magistrali IM-Bus poprzez centralny mikrokontroler sterujący.

1.7. Interfejs szyny IM-Bus

Zastosowany w układzie interfejs umożliwia komunikację procesora wizyjnego z centralnym mikrokontrolerem sterującym za pośrednictwem magistrali sterującej IM-Bus. Dzięki temu możliwe jest między innymi:

- ustawienie progu działania detektorów szybkości narastania zboczy sygnału,
- ustawienie opóźnienia sygnału luminancji,
- ustawienie opóźnienia sygnału chrominancji,
- regulacja nasycenia kolorów



Rys. 4. Rozkład wyprowadzeń układu DTI 2223 w obudowie DIL40.

Uwaga: *W układzie DTI2223 występują również układy regulacji nasycenia. Są one identyczne jak w przypadku opisywanego w numerze 3/97 SE procesora wizyjnego PVPU 2203. W przypadku gdy układ poprawy zboczy nie działa, regulacje odbywają się w procesorze wizyjnym. Jeśli zaś układ DTI jest używany, regulacja nasycenia w procesorze wizyjnym jest wyłączana a uaktywnione zostają odpowiednie bloki zawarte w układzie DTI2223.*

2. Opis wyprowadzeń

Poszczególnym wyprowadzeniom układu DTI2223 przyporządkowano następujące funkcje (numery wyprowadzeń odnoszą się do obudowy DIL40, odpowiadające numery dla obudowy PLCC44 przedstawione zostały w tablicy 1):

n.1 **Vdd1** - napięcie zasil **+5V**,
n.2 **FM** - wejście głównego sygnału zegarowego,
n.3 **Data** - linia danych szyny IM-Bus,
n.4 **Ident** - linia identyfikacji szyny IM-Bus,
n.5 **Clock** - linia zegarowa szyny IM-Bus,
n.6 wejście **L7in** sygnału luminancji (MSB najbardziej znaczący bit),
n.7 wejście **L6in** sygnału luminancji,
n.8 wejście **L5in** sygnału luminancji,
n.9 wejście **L4in** sygnału luminancji,
n.10 wejście **L3in** sygnału luminancji,
n.11 wejście **L2in** sygnału luminancji,
n.12 wejście **L1in** sygnału luminancji,
n.13 wejście **L0in** sygnału luminancji. Liniami L0in..L7in doprowadzony zostaje do układu cyfrowy sygnał luminancji wytworzony w procesorze wizyjnym.
n.14 **Vdd1** - napięcie zasilania **+5V**,
n.15 nie wykorzystywane,
n.16 nie wykorzystywane,
n.17 wejście **C1in** sygnału chrominancji,
n.18 wejście **C2in** sygnału chrominancji,
n.19 wejście **C3in** sygnału chrominancji (MSB - najbardziej znaczący bit),
n.20 wejście **C0in** sygnału chrominancji (LSB - najmniej znaczący bit). Liniami C0in..C3in doprowadzone zostają do układu cyfrowe sygnały różnicowe koloru wytworzone w procesorze wizyjnym.
n.21 **Hold** - wyjście impulsu stopującego. Impuls ten wykorzystywany jest do zatrzymania pracy przetworników cyfrowo-analogowych zawartych wewnątrz przetwornika VCU2133.
n.22 wyjście **C0out** sygnału chrominancji (LSB - najmniej znaczący bit),
n.23 wyjście **C3out** sygnału chrominancji (MSB - najbardziej znaczący bit),
n.24 wyjście **C2out** sygnału chrominancji,
n.25 wyjście **C1out** sygnału chrominancji. Na wyprowadzeniach C0out..C3out pojawiają się odpowiednio ukształtowane (o poprawionych zboczach narastania) cyfrowe sygnały chrominancji, które następnie zostają doprowadzone do układu przetwornika VCU2133.
n.26 **Vdd2** - napięcie zasilania **+12V.** Napięcie to służy do zasilania generatora wytwarzającego impuls „Hold" na wyprowadzeniu n.21 układu.
n.27 wyjście **L0out** sygnału luminancji (LSB - najmniej znaczący bit),
n.28 wyjście **L1out** sygnału luminancji,
n.29 wyjście **L2out** sygnału luminancji,
n.30 wyjście **L3out** sygnału luminancji,
n.31 wyjście **L4out** sygnału luminancji,
n.32 wyjście **L5out** sygnału luminancji,
n.33 wyjście **L6out** sygnału luminancji,
n.34 wyjście **L7out** sygnału luminancji (MSB - najbardziej znaczący bit). Na wyprowadzeniach L0out..L7out pojawiają się odpowiednio opóźnione cyfrowe sygnały lumi-

nancji, które podobnie jak w przypadku sygnałów różnicowych koloru zostają doprowadzone do układu przetwornika VCU2133.

n.35 nie wykorzystywane,

n.36 **EN** - wejście blokujące. Wejście to służy do szybkiego przełączania wyjść sygnałów luminancji oraz chrominancji w stan wysokiej impedancji. Jeśli na wyprowadzeniu panuje stan niski, oznacza to, że wyjścia L0out..L7out (n.27..n.34) oraz C0out..C3out (n.22..n25) są aktywne. W przypadku gdy na wejściu zostanie wymuszony stan wysoki, wyjścia zostają zablokowane.

n.37 **Reset** - wejście zerujące. Reset układu następuje poprzez chwilowe wymuszenie stanu niskiego. W trakcie normalnej pracy na wyprowadzeniu panuje stan wysoki. Sygnał ten (odpowiednio opóźniony) wyprowadzony zostaje również poprzez n.21 do układu VCU2133.

n.38 **Hin** - wejście impulsów wygaszania linii,

n.39 **Vin** - wejście impulsów wygaszania ramki. Do wyprowadzeń n.38 oraz n.39 doprowadzone zostają impulsy linii i ramki wytworzone w układzie procesora odchylania DPU2553.

n.40 **GND** - masa układu.

Tablica 2

Parametr	Jed.	Min.	Typ.	Max
Napięcie zasilania (n.1)	V	4.75	5.0	5.25
Napięcie zasilania (n.26)	V	11	12	13.5
Pobór prądu				
- ze źródła +5V	mA	-	120	150
- ze źródła +12V	mA	-	8	10
Napięcie na wejściu sygnału ΦM (n.22)				
- amplituda	Vpp	0.8	-	2.5
- składowa stała	V	1.5	-	3.5
Napięcie blokujące (n.36)		-		
- stan niski	V	-	-	0.8
- stan wysoki	V	2.0	-	-

3. Parametry elektryczne

Podobnie jak i w poprzednich przypadkach w tablicy 2 podane zostały poprawne stany na wybranych wyprowadzeniach układu.

Jak już zostało podane wcześniej, układ DTI2223 nie wymaga żadnych dodatkowych elementów, w związku z czym schemat aplikacyjny nie różni się praktycznie z rozkładem wyprowadzeń przedstawionym na rysunku 4. ▣

Odpowiadamy na listy Czytelników



Pan Tadeusz M. Gliwice

Posiadam telewizor firmy Graetz 2151VTEE wyposażony w sterownik SAA1283D-R706. W związku z tym sterownikiem mam kilka pytań, na które nikt z branży nie potrafił mi odpowiedzieć.

1. *Czy wspomniana wersja sterownika wysteruje fonię NICAM (jak na załączonym schemacie)?*
2. *Na pilocie znajdują się cztery kolorowe przyciski związane z pakietami X26 i X27. Czy mikrosterownik jest w stanie je obsłużyć (oczywiście po dodaniu do modułu teletekstu układu PCF84C81P/039 + kwarc)?*
3. *Te same kolorowe klawisze mają oznaczenie związane z PIP-em. Ponieważ można zakupić moduł PIP sterowany magistralą I²C, moje pytanie brzmi podobnie. Czy sterownik jest w stanie obsłużyć moduł PIP?*
4. *Czy sterownik potrafi obsłużyć głowicę z pasmem Hyperband?*

Pomimo, że redakcja dysponuje dosyć bogatą literaturą na temat układów sterowania, to jednak żadnych informacji i to nie tylko na temat konkretnej wersji programu ale i samego mikrokontrolera SAA1283 nie udało się nam znaleźć. Pomimo tego postaramy się odpowiedzieć na postawione na wstępie pytania.

Jeśli chodzi o odbiór audycji nadawanych w systemie NICAM, to bardzo mało prawdopodobne jest, aby dołączenie modułu pociągało za sobą konieczność wymiany mikrokontrolera sterującego. Producenci odbiorników telewizyjnych w celu obniżenia kosztów dążą najczęściej do tego, aby ten sam system sterowania wykorzystywany był w różnych konfiguracjach układowych. Zatem wielce prawdopodobnym jest, że fonia nadawana w systemie NICAM, będzie albo odbierana automatycznie po dołożeniu modułu, albo co najwyżej będzie to wymagało ustawienia odpowiedniej opcji w trybie serwisowym (o ile taki istnieje w wymienionej wersji mikrokontrolera).

Jeśli chodzi o pytanie dotyczące dodatkowych funkcji dekodera teletekstu (na marginesie, przyciski kolorowe nie są związane z pakietem X/26, który dotyczy nadawania specjalnych znaków alfanumerycznych), to pomocnym może okazać się oferowany przez nas tester szyny I²C. Aby możliwa była obsługa dodatkowych funkcji teletekstowych, mikrokontroler sterujący musi za pośrednictwem magistrali I²C komunikować się z dodatkowym mikrokontrolerem PCF84C81. Wspomniany tester umożliwia właśnie wykrycie tego rodzaju transmisji. W tym celu należy tester dołączyć do magistrali I²C, ustawić adres dodatkowego mikrokontrolera (60hex) i sprawdzić, czy adres taki kiedykolwiek pojawia się na magistrali. Oczywiście próbę taką należy przeprowadzić w istniejącym odbiorniku, bez konieczności dołączania dodatkowego mikrokontrolera.

Jeśli mikrokontroler sterujący potrafi obsłużyć rozbudowany dekoder teletekstu, to adres dodatkowego mikrokontrolera może pojawić się na szynie w dwóch sytuacjach, w zależności od algorytmu działania programu sterującego:

1. Po włączeniu zasilania (reset) mikrokontroler sterujący może wysyłać wszystkie adresy układów dołączonych do szyny i sprawdzać, który z nich potwierdza swoją obecność.

Jeśli układ nie potwierdzi obecności, na szynie nie pojawi się więcej adres tego układu. W tej sytuacji zalecane jest zasilanie testera z innego źródła napięcia (normalnie zasilanie testera odbywa się z badanego urządzenia), w celu wyeliminowania ewentualnych oscylacji mogących powstawać w momencie włączenia zasilania.

2. Adres dodatkowego mikrokontrolera (o ile nie wystąpiła sytuacja opisana w punkcie 1) powinien pojawić się na magistrali, jeżeli w trybie teletekstu naciśnięty zostanie jeden z kolorowych przycisków.

Jeśli w żadnej z opisywanych sytuacji tester nie zasygnalizuje pojawienia się adresu dodatkowego mikrokontrolera, oznacza to, że korzystanie z rozbudowanych funkcji teletekstu nie jest możliwe.

Jeśli chodzi o pytanie związane z możliwością zainstalowania modułu PIP, to należy postępować w taki sam sposób jak w sytuacji opisanej powyżej. Najczęściej spotykane na rynku moduły PIP zbudowane są w oparciu o układ SDA9088. W związku z tym należy sprawdzić, czy na magistrali pojawia się adres tego układu (2Ehex). Dodatkowo należy zwrócić uwagę na rodzaj użytego na module dekodera koloru. Jeśli sterowany jest on za pośrednictwem magistrali I^2C, to oczywiście należy w podobny sposób sprawdzić również, czy mikrokontroler sterujący kiedykolwiek wysyła na szynę adres tego układu. Lista adresów układów sterowanych szyną I^2C dołączana jest do układu testera.

Jeśli chodzi o pytanie, czy sterownik potrafi obsłużyć głowicę z pasmem Hyperband, to zależy to między innymi od rodzaju zastosowanej głowicy. Jak wynika ze schematu ideowego mikrokontroler sterujący komunikuje się z układem PLL typu TSA5510, który potrafi załączyć trzy sekcje głowicy. Koniecznym warunkiem jest to, aby poszczególne sekcje pokrywały cały zakres częstotliwości (łącznie z pasmem Hyperband). Jeśli sytuacja taka ma miejsce, to dodatkowo mikrokontroler musi wysyłać odpowiednie nastawy umożliwiające odbiór kanałów znajdujących się w tym paśmie. Być może obsługa pasma Hyperband możliwa jest po ustawieniu odpowiedniej opcji w trybie serwisowym? Niestety jak już wspomnieliśmy na wstępie nie dysponujemy szczegółowymi informacjami na temat tego mikrokontrolera.

L.J.



Pan Wiesław Sz. Białystok

W uszkodzonym OTVC „WALTHAIM" wymieniłem mikrokontroler CCU VT04 firmy ITT. Odbiornik pracuje „prawie prawidłowo". Brak jest regulacji siły głosu i obsługi telegazety. Także nie działa klawiatura lokalna. Odbiornik można zaprogramować i programy są pamiętane (pamięć MDA nie była wymieniana).

Nigdzie nie mogę zdobyć opisu ewentualnego trybu serwisowego dla tego mikrokontrolera. Proszę o pomoc w rozwiązaniu problemu.

Niestety w chwili obecnej nie dysponujemy szczegółowymi informacjami dotyczącymi zastosowanej w odbiorniku wersji programu mikrokontrolera CCU. Jednakże opisany przez Czytelnika przypadek sugeruje, że problem nie musi tkwić w ewentualnym sposobie ustawienia trybu serwisowego.

Wszystkie nastawy związane z trybem serwisowym pamiętane są w pamięci nieulotnej, a ta, jak wynika z listu, jest sprawna. W ogólnym przypadku jeśli pamięć nieulotna nie była uszkodzona, wymiana samego mikrokontrolera nie wymaga ponownego ustawiania trybu serwisowego. Niestety zdarzają się przypadki, że odbiorniki „tracą opcje" (następuje rozprogramowanie pamięci), pomimo że pamięć nie ulega uszkodzeniu. W tym przypadku niezbędne jest ponowne zapisanie odpowiednich nastaw serwisowych.

Nie można wykluczyć również innej przyczyny. Być może powodem złego zachowania odbiornika jest użycie innej, niż oryginalna, wersji programu układu CCU. W takim przypadku nie ma pewności, że pomimo dokonania odpowiednich nastaw w trybie serwisowym, odbiornik będzie się zachowywał poprawnie.

Przykładowe sposoby ustawiania opcji dla mikrokontrolerów CCU przedstawimy w jednym z najbliższych numerów „Serwisu Elektroniki", przy okazji opisu systemów sterowania stosowanych w cyfrowych odbiornikach telewizyjnych serii DIGIT2000.

L.J.



Pan Grzegorz K., Kęty

Posiadam tuner AVCR MEDIA, w instrukcji obsługi napisano, że jest on wyposażony w głowicę kablową. Od pewnego czasu założono nam „kablówkę" i okazało się, że nie odbieram kilku kanałów (...). Proszę o informacje na temat zastosowanej głowicy SV20 oraz mikrokontrolera W78C31B-16 i pamięci W27E257-12 ...

Przy założeniu, że Pan Grzegorz K. posiada instrukcję obsługi owego tunera i strojenie go ma w pełni opanowane, to problem z brakiem możliwości odbioru niektórych stacji telewizyjnych nadawanych przez wspomnianą przez Pana K. „kablówkę" wydaje się być oczywisty.

Zwyczajowo utarło się, że lokalne sieci telewizji kablowej (albo pseudo kablowej) określa się mianem „kablówka". Zwykło mówić się też, że odbiorniki telewizyjne, magnetowidy, tunery idt. wyposażane są w głowice kablowe. Otóż, określenia te zarówno w pierwszym jak i w drugim przypadku są bardzo nieprecyzyjne. Sieci kablowe nazywa się „kablówką" zarówno wtedy, gdy operator wykorzystuje do transmisji tylko pasma VHF, jak i wtedy gdy z braku miejsca na VHF, część programów nadawana jest w pasmie kablowym. „Kablówką" nazywane są również te sieci, w których przy dużej ilości nadawanych programów pewna ich ilość nadawana jest w pasmie HYPERBAND (zakres częstotliwości: 300 ÷ 470 MHz). A więc słowo „kablówka" wiąże się w tym przypadku ze sposobem rozsyłania sygnałów telewizyjnych, a nie z ich rozmieszczeniem w poszczególnych pasmach.

Pewne niedomówienie związane z przymiotnikiem „kablowa" występuje również w odniesieniu do głowic w.cz. stosowanych w sprzęcie powszechnego użytku. Bardzo często zdarza się, że producenci sprzętu AV w dokumentach obsługi

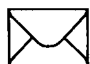
poszczególnych urządzeń stosują określenie „głowica kablowa" bez podawania jej zakresu częstotliwości odbiorczych. Zazwyczaj - zapewne z powodów reklamowych - ma to miejsce w przypadkach, gdy sprzęt wyposażony jest w głowicę z możliwością odbioru tylko pasm VHF, UHF i pasm kablowych (bez możliwości odbioru pasma HYPERBAND). A więc w tych wszystkich przypadkach, gdzie „kablówka" nadaje również w pasmie HYPERBAND, a sprzęt wyposażony jest tylko w głowicę kablową (a nie hyperbendową) znajdziemy się w sytuacji podobnej w jakiej znalazł się Pan Grzegorz.

Jednak aby upewnić się, że to co piszę jest do końca słuszne, od operatora sieci należałoby uzyskać informacje w jakich kanałach nadawane są poszczególne programy telewizyjne w interesującej nas sieci. Przy okazji chciałbym nadmienić, że dla uporządkowania spraw związanych z rozkładem kanałów telewizji naziemnej i kablowej w poszczególnych pasmach nadawczych, w jednym z najbliższych numerów „SE" zamieścimy odpowiednie tabele ilustrujące te zagadnienia.

Gdyby z uzyskanych informacji wynikało, że rozkład kanałów w sieci i możliwości odbiorcze głowicy były ze sobą w pełni zgodne, wówczas podejrzenie pada na niewłaściwą współpracę mikrokontrolera sterującego z głowicą w.cz. Na przykład (przy założeniu, że napięcia zasilające głowicę są poprawne a sama głowica jest również sprawna), w trybie serwisowym procesora został wybrany niewłaściwy typ głowicy. Wybór ten ma związek z podziałem kanałów w obrębie poszczególnych pasm zastosowanej głowicy. Różni producenci głowic stosują niestety różne podziały. Aby w trybie serwisowym wybrać właściwy typ głowicy, należy znać możliwości samej głowicy jak również znaczenie poszczególnych opcji trybu serwisowego procesora. Przechodzimy więc do dalszych pytań Pana Grzegorza:

Niestety nie posiadam żadnych informacji na temat głowicy SV20. Natomiast z oznaczeń zastosowanego mikrokontrolera oraz pamięci wynika, że jest to procesor ogólnego przeznaczenia współpracujący z zewnętrzną pamięcią EPROM, w której umieszczony jest program sterujący całego tunera. Informacje na temat procesorów ogólnego przeznaczenia, w tym wspomnianego W78C31B-16, dostępne są w wielu publikacjach i katalogach spotykanych na naszym rynku. Nie ma więc chyba potrzeby rozpisywać się na jego temat. W każdym razie nie jest to specjalizowany mikrokontroler z przeznaczeniem do konkretnych zastosowań jak np.: procesory PCA84C.../... Philipsa. Tego typu rozwiązania, ze względu na wysoki koszt, stosowane są zwykle w krótkich seriach wyrobów. Wszystko co potrafi ów procesor zależy tylko i wyłącznie od programu zawartego w zewnętrznej pamięci EPROM. Informacje na temat jaki jest to program i jakie ma możliwości niestety nie są powszechnie dostępne (m.in. ze względu na ograniczony zakres stosowania). Jedynym źródłem takich informacji może być sieć serwisowa obsługująca danego producenta lub sam producent. Przykro nam ale tych informacji również nie posiadamy. Być może ktoś z naszych czytelników jest w stanie pomóc Panu Grzegorzowi, bardzo prosimy...

B.L.



Pan Robert R., Ruda Śląska

Posiadam odbiornik telewizyjny M459 TSO (Siesta 3A, UNIMOR), od pewnego czasu odbieram tylko następujące kanały: na zakresie VHF od 1 do 7, a na UHF od 21 do 25 włącznie. Odbiornik wyposażony jest w głowicę w.cz. typu SKO 103 firmy Salcomp (...) Napięcia zasilające głowicę jak i pozostałe moduły odbiornika są poprawne ...

Na pierwszy rzut oka wydaje się, że problem sprowadza się do przypadkowych zmian opcji w trybie serwisowym procesora SDA20563-A515(A522). Jak wiemy, opcje trybu serwisowego mikrokontrolera przechowywane są w pamięci nieulotnej typu EEPROM. Zdarza się, że w okolicznościach silnych zakłóceń elektromagnetycznych np. wyładowanie w kineskopie o dużej energii, może dojść do pewnych zmian w zawartości tego typu pamięci.

Zastosowana w odbiorniku M449 TSO głowica typu SKO 103 jest głowicą pełnozakresową, obejmuje więc pasma: VHF I-II, VHF III, CATV, HYPERBAND oraz UHF. Podział kanałów odbiorczych w obrębie poszczególnych pasm dla tej głowicy jest następujący:

- pasmo A (VHF-L): kanały od E2 do S10 (48,25MHz do 168,25MHz - nośna wizji),
- pasmo B (VHF-H): kanały od E5 do S41 (175,25MHz do 463,25MHz - nośna wizji),
- pasmo C (UHF):kanały od E21 do E69 (471,25MHz do 855,25MHz - nośna wizji).

Z listu p. Roberta wynika, że odbiornik w pasmie VHF odbiera kanały oznaczone od C1 do C7. Zatem, na podstawie tablic rozkładu kanałów w standardzie D/K dla procesora „Siesta 3A" wynika, że głowica przestrajana jest w zakresie częstotliwości od 49,75MHz (nośna wizji, kanał R1) do 183,25MHz (nośna wizji, kanał R7). Oznacza to, że przeszukiwane jest jej całe pasmo A i częściowo pasmo B. Z informacji tych można wyciągnąć wniosek, że napięcie przestrajania jest rzeczywiście poprawne (pełny zakres przestrajania na pasmie A), oraz że układ PLL znajdujący się w głowicy jest zdolny przełączać wszystkie pasma, a więc jest raczej sprawny. Okoliczności te potwierdzają więc tezę zawartą w pierwszym zdaniu: - zawartość pamięci w obszarze odpowiedzialnym za podział kanałów w poszczególnych pasmach głowicy uległa przypadkowej zmianie. Oczywiście istnieje możliwość przywrócenia jej pierwotnej zawartości. W tym celu należy odbiornik wprowadzić w tzw. tryb serwisowy. I tutaj może zaistnieć drobny problem, bowiem aby tego dokonać konieczne jest zdjęcie ścianki tylnej odbiornika, to z kolei - w przypadku gdy odbiornik jest w okresie gwarancji - oznacza, że musimy poprosić „Pana" z serwisu. Jeśli natomiast odbiornik jest już po okresie gwarancji zabiegu tego możemy dokonać we własnym zakresie. Opis mikrokontrolera „Siesta 3A" (SDA20563-A515) i jego trybu serwisowego zamieszczony został w nr 4/96 „SE". Dla przypomnienia podamy jedynie, że wejście w tryb serwisowy odbywa się poprzez jednoczesne naciśnięcie klawiszy P+ i P- klawiatury lokalnej oraz włącznika sieciowego przy zwartym do masy wyprowadzeniu 21 procesora. Wybór rodzaju tunera znajduje się na stronie 3 (PAGE 3). Właściwym wyborem dla głowicy SKO 103 będzie napis „SIEMENS → 1". Przed wyłączeniem odbiornika (wyjście z trybu serwisowego) przyciskiem „OK" należy zmienić kolor „1" na niebieski.

B.L.

Zasady postępowania i obchodzenia się z głowicami optycznymi w odtwarzaczach CD

Grzegorz Tomczak

Opracowano na podstawie materiałów i zaleceń serwisowych firmy SHARP: SERVICE INFORMATION SHARP-PARTS & Technical Services.

Wprowadzenie

Jak wykazały badania firmy SHARP oraz doświadczenia serwisowe firmy Niku Serwis Centrum około połowa wymienionych głowic optycznych w odtwarzaczach CD okazała się po ich zbadaniu sprawna. Spowodowane jest to nieznajomością zasad postępowania i obchodzenia się z głowicami optycznymi. Nierzadko można się spotkać z sytuacją, że w zakładzie serwisowym czyści się głowice CD preparatami do czyszczenia głowic video, spirytusem, a nawet benzyną. Stosowanie tych środków powoduje, że czyszczenie jest nieskuteczne, niszczy powłokę antyrefleksyjną i prowadzi do uszkodzenia głowicy. Niekiedy na skutek nieostrożności lub użycia zbyt twardych materiałów do czyszczenia dochodzi do zadrapania powierzchni soczewki. Każde uszkodzenie mechaniczne powierzchni soczewki powoduje rozproszenie promienia lasera i złe ogniskowanie odbitego promienia od powierzchni płyty. Należy podkreślić, że czyszczenie soczewki lasera jest normalną czynnością serwisową (podobnie jak czyszczenia głowic magnetofonowych czy video) i nie może być wykonywane samodzielnie przez użytkownika sprzętu ze względu na umiejscowienie głowicy optycznej.

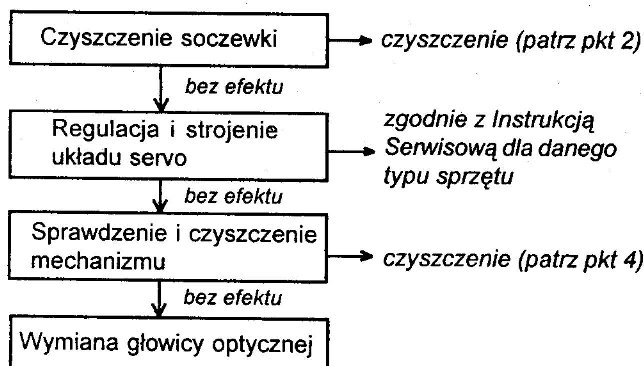
W celu uniknięcia nieuzasadnionych wymian należy upowszechnić wśród serwisantów znajomość zagadnień i reguł postępowania z niewłaściwie pracującymi głowicami optycznymi.

1. Procedura sprawdzająca

Typowe zjawiska niewłaściwej pracy odtwarzacza CD.

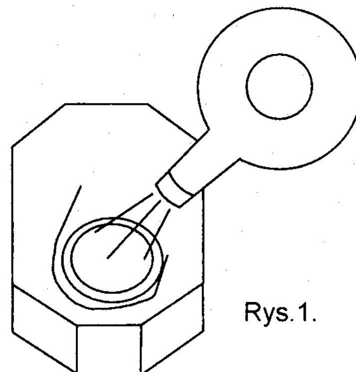
a) Przeskakiwanie trakingu
b) Brak inicjalizacji płyty
c) Za niski poziom sygnału HF
d) Przebieg sygnału HF z zakłóceniami

Procedura sprawdzająca przed wymianą głowicy optycznej



2. Czyszczenie soczewki

Jedną z najczęściej spotykanych przyczyn niewłaściwej pracy głowicy optycznej jest zanieczyszczenie soczewki kurzem, pyłem lub osadem. Usunięcie tego zanieczyszczenia polega na wydymuchaniu cząsteczek pyłu, tak jak pokazano na rys.1. Następnie używając złożonego kawałka papieru (najlepiej

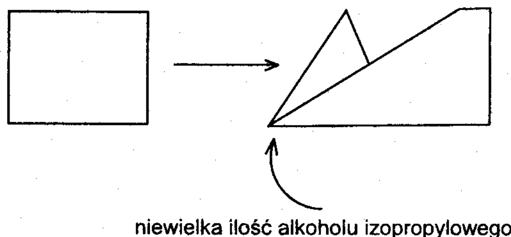


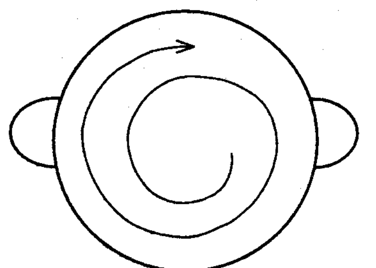
Rys.1.

do czyszczenia szkieł okularowych lub papierowej chusteczki higienicznej), namoczonego w niewielkiej ilości **alkoholu izopropylowego** (nazwa handlowa **Propanol**), należy czyścić soczewką głowicy ruchami spiralnymi od środka do zewnątrz (patrz rys.2). Propanol zalecany jest do czyszczenia ze względu na dużą szybkość parowania i pozostawianie znikomej ilości zanieczyszczeń (pozostałość po odparowaniu max. 0.002%).

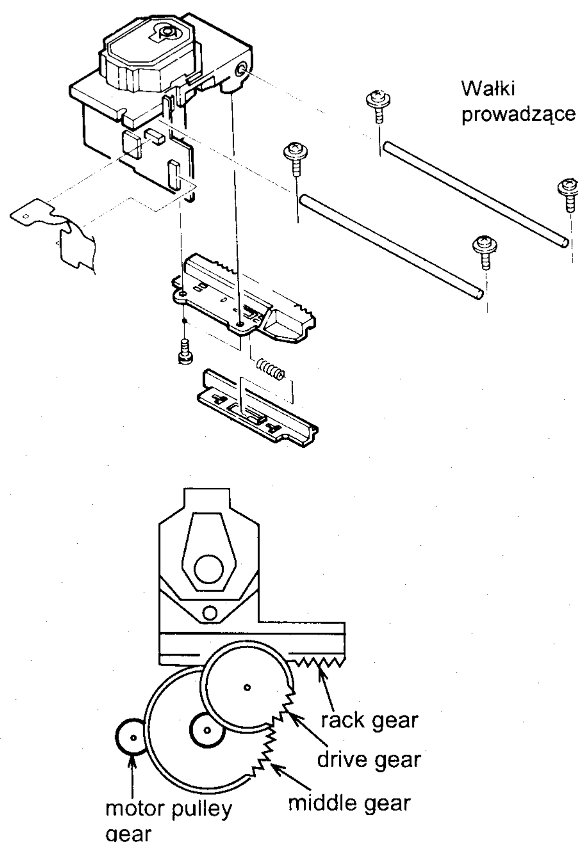
UWAGA !!!

- nie stosuj ponownie raz użytego papieru,
- nie uszkodź soczewki przez zbyt mocne jej pocieranie lub użycie twardego materiału. Przy zbyt silnym tarciu możesz





Rys.2.



Rys.3.

- usunąć powłokę antyrefleksyjną lub zadrapać jej powierzchnię,
- nie używaj innego preparatu czyszczącego niż alkohol izopropylowy (nie należy używać nawet spirytusu),
- nie zabrudź przechowywanego alkoholu,
- nie używaj bawełnianych szmatek pozostawiających włókna na czyszczonych elementach,
- do czyszczenia odlej alkohol do niewielkiego pojemniczka; pozostałego po czyszczeniu płynu nigdy nie zlewaj.

3. Regulacja i strojenie układu servo

Każdy model sprzętu audio firmy SHARP posiada specyficzną procedurę uruchamiającą tryb testowy odtwarzacza płyt CD. Po uruchomieniu testu możliwe są wszelkie regulacje i sprawdzenie parametrów określających pracę głowicy optycznej. Należy pamiętać, że po każdej wymianie głowicy konieczne jest sprawdzenie i ewentualna regulacja w trybie testowym. Sposób uruchomienia trybu testowego i regulacji opisuje instrukcja serwisowa (*SERVICE MANUAL*) odpowiednio dla danego typu sprzętu. Powyższe uwagi nie dotyczą nowych modeli odtwarzaczy CD firmy SHARP. Zastosowano w nich tryb automatycznej samoregulacji. Po wymianie głowicy optycznej nie ma potrzeby jej zestrojenia.

4. Czyszczenie mechanizmu kompaktu

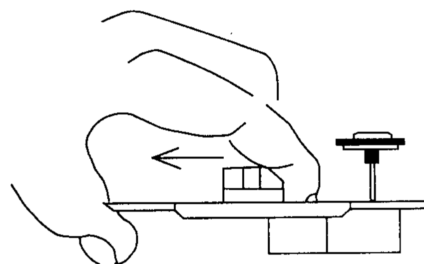
Skoki trakingu lub inne niekorzystne zjawiska mogą być wywołane zakurzeniem, zadrapaniem lub obcymi ciałami na powierzchni wałków prowadzących (np: nadmiar smaru). Wałki prowadzące, po których przesuwają się precyzyjnie wykonane tulejki głowicy powinny być zawsze czyste. W nowych głowicach optycznych, w których nie stosuje się metalowych tulejek, zalecane jest smarowanie wałków prowadzących smarem np: LAGER-FETT.

Pamiętaj !!!

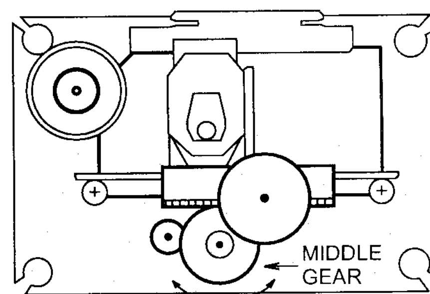
- do czyszczenia tulejek i wałków nie używaj bawełny, ponieważ pozostawia przywierające do nich włókna,
- unikaj zadrapania wałków prowadzących,
- chroń wałki prowadzące przez korozją,
- unikaj zadrapania, wyginania i innych urazów mechanicznych elementów plastikowych (*rack gear, middle gear, drive gear, motor pulley gear*). Uszkodzenia tych elementów mogą być przyczyną skoków *trakingu*, szumów lub wyłączeń (patrz rys.3). Doświadczenia serwisowe pokazują, że częstą przyczyną złej pracy głowicy optycznej bywa uszkodzenie koła zębatego na osi silnika (*motor pulley gear*).

W trakcie demontażu i czyszczenia mechanizmu należy postępować z nim szczególnie ostrożnie. Nie należy trzymać mechanizmu CD w sposób pokazany na rys.4, ponieważ w ten sposób można spowodować szybkie przesunięcie głowicy do ogranicznika i uszkodzić zęby przekładni. Jeżeli w trakcie naprawy konieczne jest przesunięcie głowicy, to należy tego dokonać przez delikatne pokręcanie koła zębatego (*middle gear*) - rys.4.

ŹLE!

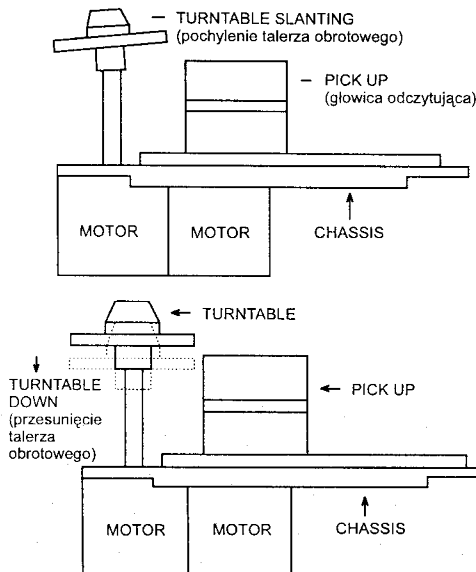


DOBRZE!



Rys.4.

Często w naprawach serwisowych konieczne jest wymontowanie i zamontowanie mechanizmu w celu przejrzenia lub ustawienia pozostałych elementów. Silnik napędzający (*SPIN MOTOR*) z talerzem obrotowym jest integralną częścią tego mechanizmu. Wysokość i azymut talerza obrotowego są krytyczne dla prawidłowej pracy i korekcji błędów. Jeżeli będą one nieprawidłowe mogą spowodować okresowe przerwy, zrywanie *trackingu* przy krawędziach płyty (ostatnie utwory) lub w skrajnych przypadkach brak pracy. Firma SHARP, dla zachowania właściwych parametrów wysokości i azymutu talerzyka pasowego dostarcza *SPIN MOTOR* razem z chassis. Należy



Rys.5.

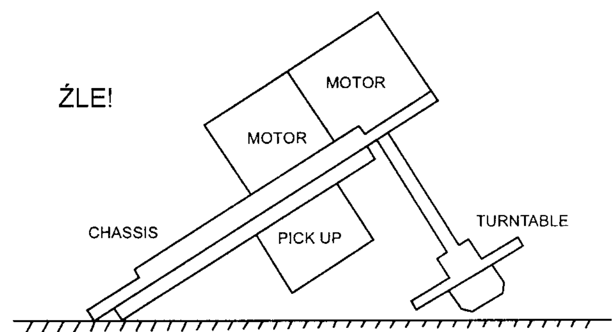
zaznaczyć, że uszkodzenie takie jest bardzo trudne lub wręcz niemożliwe do wykrycia gołym okiem. Nałożona płyta może powiększyć odchylenia azymutu talerza obrotowego i wywołać dużą amplitudę drgań płyty na jej krawędziach, co w końcowym rezultacie wpłynie negatywnie na *tracking*. Ten rodzaj uszkodzenia rozpoznać można jedynie po objawach. W celu uniknięcia tego zjawiska należy przestrzegać następujących zasad:

- obchodzić się ostrożnie z mechanizmem CD i nie stawiać go tak, jak na rys 6.,
- jeśli nie jest używany, przechowywać go zawsze w oryginalnym opakowaniu,
- unikać zdejmownia talerza obrotowego i sprawdzać wysokość po zdemontowaniu.

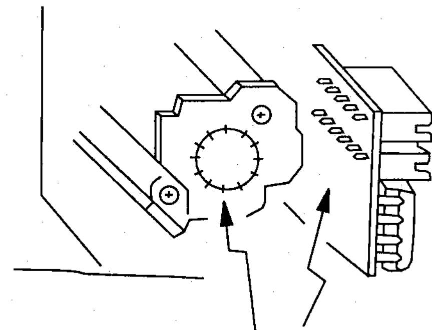
5. Ładunki elektrostatyczne

Głowice optyczne są wrażliwe na ładunki elektrostatyczne, należy więc przestrzegać następujących reguł:

- nie dotykać styków na płytce bazowej głowicy lub płytce drukowanej ręką lub narzędziami (patrz rys.7),



Rys.6.



Rys.7.

- przechowywać głowice w antystatycznym woreczku,
- postępować ostrożnie przy demontażu,
- jako podstawki do zdemontowanych głowic nigdy nie używać materiałów gromadzących ładunek elektrostatyczny (styropian, tworzywa sztuczne, tkaniny syntetyczne, itp.)

6. Uwagi końcowe

Dotychczasowa praktyka wykazała, że stosowanie zalecanych procedur nie było powszechne, co prowadziło do nieuzasadnionej wymiany głowic optycznych. Przekazując powyższe informację mam nadzieję, że poprawi to skuteczność napraw i wymiana głowic będzie miała zastosowanie jako środek ostateczny. ▣

Sprostowania, opinie, uwagi, ...

W „SE" 4/97 (14) opublikowana została „Lista zamienników trafopowielaczy firmy ELDOR". Zestawienie zostało opracowane na podstawie materiałów firmy ELDOR.

Pan Krzysztof Stoltmann z firmy *„STOLTMANN electronic"* nadesłał do Redakcji sprostowanie i uzupełnienie podanych przez „SE" informacji:

1. Z przykrością stwierdzamy, że rzeczywiście w trzech miejscach wystąpił błąd, a mianowicie:

jest	powinno być	zamiennik HR
1182.0545	1142.0545	HR7565
1182.0815	1142.0815	HR7592
1182.1135	1142.1135	HR7578

2. W kilku punktach zestawienia występują rozbieżności pomiędzy odpowiednikami zalecanymi przez firmę ELDOR i DIEMEN. Ponieważ nie jesteśmy w stanie zweryfikować tych informacji, podajemy obydwie wersje:

nr oryginalny	odp. w/g ELDOR	odp. w/g DIEMEN
1031.3230	HR2294T36S	HR2274T36S
1031.3290	HR2294T27S	HR2274T27S
1105.1168	HR7105	HR7035
1105.1267	HR7146	HR7026
1142.0565	HR7543	HR7590
1142.0575	HR7590	HR7591
1142.5010	HR7489	HR7442
1182.0617	HR6204	HR6193
1182.0727	HR6219	HR6488
1182.6039	HR6121	HR6487
1192.0027	HR7128	HR7198
1192.0497	brak	HR7298
1192.0527	brak	HR7299
1192.1137	HR6249	HR7339

W „SE" 6/97 (16) na schemacie ideowym OTVC AXXION błędnie narysowane zostały uzwojenia transformatora T601. Punkty 10 i 11 powinny być rozwarte (tak, jak w SE 3/94 - str.26) - przepraszamy! Informację nadesłał Pan Władysław Musielak.